

radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio • Fernsehen • Elektroakustik und Elektronik

Bericht von der
Leipziger Herbstmesse 1964

PREIS 2,00 MDN • 13. JAHRGANG

VERLAGSPOSTORT LEIPZIG • FÜR DBR BERLIN

OKTOBER 1964

20

VEB VERLAG TECHNIK • BERLIN



AUS DEM INHALT

Nachrichten und Kurzberichte 610

Volker Ohlow
Impulsverfahren zur Fernübertragung des Azimuts bei Rundstrahlantennen 611

Clemens Höringer
Der Transistor GC 301 in NF-Leistungsendstufen 614

Joachim Zieke
Primärelemente und -batterien für tragbare elektronische Geräte 619

K. Sturm
Röhreninformationen 7 Anzeigeröhren Z 560 M, Z 561 M, Z 565 M 623

Labor- und Berechnungsunterlagen Physikalische Grundlagen der Halbleitertechnik (2) 625

Ing. I. Borkmann
Schalter für elektronische Kleinstgeräte 628

Wolfgang Rohrbeck
Das „Blubbern“ beim Batterieempfänger 629

H. J. Loßack
Eine einfache Halbleiterdioden-Prüfeinrichtung 630

Fachbücher 631

Leipziger Herbstmesse 1964 632

VEB VERLAG TECHNIK

Verlagsleiter: Dipl.-oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14,
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fern-
schreiber 011441 Technikammer Berlin (Technik-
verlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin
radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl.-oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun,
Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke
Veröffentlicht unter Liz.-Nr. 1109 des Presse-
amtes beim Vorsitzenden des Ministerrates
der Deutschen Demokratischen Republik.

Ausschuss für Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2,
Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe
und Zweigstellen in den Bezirken der DDR.
Gültige Preislise Nr. 1

Druck: Tribune Druckerei Leipzig III/18/36
Alle Rechte vorbehalten. Auszüge, Referate und
Besprechungen sind nur mit voller Quellen-
angabe zulässig.
Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,-MDN

OBSAH

Oznámení a zprávy 610

Volker Ohlow
Impulzní způsob
dálkového přenosu
azimutu
přehledových radiolokátorů 611

Clemens Höringer
Tranzistor GC 301 v nízkofrekvenčních
výkonových koncových stupních 614

Joachim Zieke
Primární články a baterie
pro přenosné
elektronické přístroje 619

K. Sturm
Informace o elektronkách 7
Indikační výbojky Z 560 M, Z 561 M,
Z 565 M 623

Laboratorní a výpočtové podklady
Fyzikální základy
techniky polovodičů (2) 625

Ing. I. Borkmann
Spínače pro
elektronické miniaturní přístroje 628

Wolfgang Rohrbeck
„Bublání“
u bateriového přijímače 629

H. J. Loßack
Jednoduchý zkoušeč
polovodičových diod 630

Odborné knihy 631

Lipský podzimní veletrh 1964 632

Redaktionsausschuß:

Ing. H. Bauermeister, Ing. E. Böttke, Dipl.-Phys. H. J. Fischer, Ing. R. Gärtner, Ing. G. Hossner, H. Jakubaschk,
Ing. G. Kuckelt, Ing. F. Kunze, Dipl.-Ing. H.-J. Loßack, Ing. K. Oertel, Dr. W. Rohde, Dipl.-Ing. K. Schlentz,
Ing. K. K. Streng, Ing. J. Werner, H. Ziegler

Bestellungen nehmen entgegen

Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der
Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS-Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:

Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11a, Rue Paris
Volksrepublik China: Waiwen Shuidan P. O. B. 88, Peking (China)
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuzarii Presii Politic Administrative C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Vinohradská 46 und
Bratislava, Leningradská ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuzpesschatj“, Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultúra“ Könyv és hírlap közkereskedelmi vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

СОДЕРЖАНИЕ

Известия и краткие сообщения 610

Фолькер Олов
Импульсный метод
телепередачи азимутального
положения радиолокационной
антенны кругового обзора 611

Клеменс Хёрингер
Применение транзистора GC 301
в мощных оконечных каскадах НЧ 614

Иоахим Цике
Первичные элементы и батареи
для переносных
электронных приборов 619

К. Штурм
Информация
об электровакуумных приборах (7)
Индикаторы Z 560 M, Z 561 M,
Z 565 M 623

Лабораторные и расчетные материалы
Физические основы
техники полупроводников, ч. 2-я 625

Инж. И. Боркман
Выключатели для малогабаритных
электронных приборов 628

Вольфганг Рорбек
Паразитные низкочастотные
колебания в батарейных приемниках 629

Г. И. Лошак
Простой испытательный прибор
для полупроводниковых диодов 630

Новые книги 631

Лейпцигская Осенняя ярмарка 1964 г. 632

CONTENTS

Information and Reports	610
Volker Ohlow Pulse Method for a Long-Distance Transmission of the Azimuth of Panorama Radar Equipment	611
Clemens Höringer The Transistor GC 301 in the LF Power Output Stages	614
Joachim Zieke Primary Cells and Batteries for Portable Electronic Equipment	619
K. Sturm Vacuum-Tube Informations 7 Indicator Tubes Z 560 M, Z 561 M, Z 563 M	623
Laboratory and Calculation Data Physical Bases of Semiconductor Technique (2)	625
Ing. I. Borkmann Switches for Electronic Miniature Equipment	628
Wolfgang Rohrbeck The "Motor-Boating" of the Battery-Operated Receiver	629
H. J. Loßack Simple Test Equipment for Semiconductor Diodes	630
Technical Books	631
Leipzig Autumn Fair 1964	632



Titelbild:

Dieses vollelektronische polyphonspielbare Musikinstrument „Matador“ (emp³) der Firma F. A. Böhm KG., Klingenthal, benötigt zur Stromversorgung lediglich zwei 4,5-V-Flachbatterien, mit denen es etwa 200 Stunden betrieben werden kann.

Foto: P. Kuhl

In der Ausgabe von radio und fernsehen Heft 15 dieses Jahres wird auf Seite 457...459 ein Transistor-Kleinstempfänger beschrieben. Da aber einige Stellen schlecht gedruckt sind (!) und nichts zu lesen ist, möchte ich Sie fragen, um was für einen Drehkondensator es sich bei diesem Empfänger handelt. Auf Grund der Kleinheit des beschriebenen Gerätes vermute ich, daß es sich um den Drehko vom „Mikki“ handelt.

P. R., Schwarze Pumpe, Wohnlager III

Zu Ihrer Frage schreibt der Autor der Bauanleitung „Ein einfacher Transistor-Kleinstsuper“ (S. 457, 1. Spalte, 5. bis 10. Zeile): „Die Abstimmung des Vorkreises erfolgt ebenso wie die des Oszillatorkreises kapazitiv unter Verwendung des keramischen Kleinstdrehkondensators des VEB Keramische Werke Hermsdorf.“ Eine nähere Typenangabe ist in dem Beitrag leider nicht enthalten.

Angeregt durch Ihre Bauanleitung „Eich-generator mit harmonischen Teilern“ im Jahrgang 1963, H. 22, S. 692 möchte ich besagtes Gerät nachbauen. Allerdings habe ich nur einen 2-MHz-Quarz, so daß ich also — nach Bauanleitung — Frequenzen unterhalb 2 MHz erzeugen und synchronisieren kann. Ich möchte aber noch eine Frequenz über 2 MHz zur Verfügung haben. Versucht habe ich, einen 10-MHz-Oszillator in verschiedenen Schaltungsvarianten zu synchronisieren. Aber der Haltebereich ist so klein, daß kleinste Änderungen (z. B. Röhren Erwärmung) zum Auskippen führen. Außerdem enthielt der 10-MHz-Oszillator durch die starke Einkopplung der Synchronisierspannung einen zu hohen 2-MHz-Anteil. Können Sie mir einen Rat geben? Mich würde interessieren:

1. Ist in diesem Falle die 5. Harmonische schon zu hoch?
2. Welche Oszillatorschaltung läßt sich bei diesen Frequenzen am leichtesten synchronisieren?

M. D., Karl-Marx-Stadt

In jedem Oszillator entstehen — neben der gewünschten Frequenz — auch Oberwellen, die ein Vielfaches der Oszillatorfrequenz betragen. Es dürfte deshalb kaum ein Problem sein, aus einem 2-MHz-Oszillator 10 MHz zu erhalten. Da die Amplitude dieser Oberwelle (es ist immerhin die 4. Oberwelle) am Ausgang des Oszillators zu gering sein dürfte, ist es ratsam, eine Verstärkerstufe nachzuschalten. Wenn Sie diese Verstärkerstufe als Selektivverstärker für 10 MHz ausführen, unterdrücken Sie damit gleichzeitig das Grundwellensignal auf 2 MHz. Damit dürften Ihre Fragen eigentlich schon beantwortet sein, aber wir möchten sicherheitshalber auf Ihre Fragen 1 und 2 nochmals direkt antworten:

1. Mit der 4. Oberwelle (5. Harmonische) eines Oszillators können Sie einen zweiten Oszillator synchronisieren, empfehlenswert ist, eine 10-MHz-Verstärkerstufe hinter dem Muttergenerator zu schalten.
2. Ihre Frage zielt offensichtlich auf Oszillatoren, die eine Sinus- oder beinahe eine Sinuswelle erzeugen. Diese Frage können wir nicht beantworten. Synchronisieren lassen sich alle freilaufenden Oszillatoren mehr oder weniger gut, als Synchronisierspannung schätzen wir, daß (größenordnungsmäßig) 1 V unbedingt bei Röhrenoszillatoren ausreicht.

UNSERE LESER SCHREIBEN

Einer unserer Leser richtete über unsere Redaktion folgenden Brief an einen unserer Autoren:

Im Aprilheft der Zeitschrift radio und fernsehen lasen wir Ihre Bauanleitung eines 100-W-Verstärkers. Wir haben teilweise mit dem Nachbau des Gerätes begonnen. Leider war es uns bis jetzt nicht möglich, einen Ausgangs- und Netztrafo zu beschaffen.

Wäre es Ihnen möglich, je ein Stück der genannten Trafos uns zu beschaffen, oder eine Firma zu nennen, die diese Transformatoren wickeln oder liefern könnte? H.W., Waldsiedersdorf/Strausberg

Gestatten Sie, daß wir den Brief selbst beantworten, den Sie über unsere Redaktion an einen unserer Autoren richteten. Wir glauben nämlich, daß Ihr Brief infolge eines Irrtums entstand.

Sie fragen unseren Autor nach Bezugsquellen für Netz- und Ausgangsrafos zu seiner Bauvorschrift in unserem Heft 8 dieses Jahres. Diese Frage wird aber in der betreffenden Bauanleitung beantwortet, indem der Autor die Wickeldaten der beiden Transformatoren genau angibt. Das bedeutet, daß dem Amateur alle Angaben gegeben werden, die den beschriebenen 100-W-Verstärker nachbauen möchte; er kann auch die Trafos mit Hilfe dieser Informationen selbst anfertigen. Fertig zu kaufen gibt es die Transformatoren ebenso wenig wie den 100-W-Verstärker. Es handelt sich bei der Veröffentlichung, wie ja auch in der Überschrift vermerkt, um eine Bauanleitung, d. h. um ein Gerät, das interessierte Amateure nachbauen können.

Sie müssen also entweder die Trafos selbst anfertigen oder von jemandem anfertigen lassen, der die entsprechenden Voraussetzungen dafür hat. Oder aber — das müssen Sie selbst entscheiden — Sie lassen das Projekt des 100-W-Verstärkers erst einmal fallen und bauen zunächst einfachere Geräte nach, um mit der Materie ganz vertraut zu werden. Unsere Zeitschrift bietet genügend andere, einfachere Bauanleitungen.

In diesem Zusammenhang sehen wir uns veranlaßt, unsere Leser nochmals zu bitten, an unsere Autoren nicht das Ansinnen zu richten, ihnen E-Teile zu besorgen. Wir leiten zwar grundsätzlich alle Briefe an unsere Autoren weiter (der vorliegende Brief war offen und an uns adressiert), möchten aber andererseits keinem unserer Autoren Aufgaben zumuten, die sich nicht unmittelbar aus seiner Verfasserfähigkeit ergeben.

Aus mir zugänglichen Unterlagen kann ich leider nicht entnehmen, welcher europäische Röhrentyp sich hinter der Bezeichnung 12 AX 7 verbirgt, bzw. durch welche Röhre aus unserer Produktion diese ersetzt werden kann.

W. S., Eilenburg

Die amerikanische Röhre 12 AX 7 ist identisch mit unserer Röhre ECC 83.

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem...

● Vereinfachtes Verfahren zur Messung der Schaltzeitkonstanten von Transistoren

● Ein Baukastensystem für den Versuchs- und Laboraufbau elektronischer Baugruppen und Geräte

● Einfache Vorrichtung zum Ätzen von Leiterplatten

● Neuentwicklungen auf dem Gebiet der Mikroelektronik

● Der transistorisierte Spannungsstabilisator

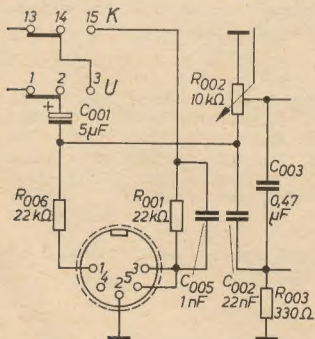
Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Kybernetische Systeme** sollen in der Zukunft die Betriebsführung der Deutschen Reichsbahn weitgehend automatisieren. Komplexe Datenverarbeitungsanlagen werden schon in absehbarer Zeit vollautomatisch Bestand und Bedarf an Güterwagen erfassen, Leerwagen verteilen, Prognosen für die Güterwagenströme aufstellen und die Güterzüge vormelden. Digitale Rechenautomaten werden optimale Zugbildungs- und Fahrplanvarianten ermitteln.

▼ **Eine neue Methode des Farbfernsehens** haben die japanischen Radio- und Fernsehwerke Sony entwickelt. Bei diesem sogenannten „Chromatron“-Verfahren wird nur ein Katodenstrahl verwendet, der durch ein elektrisch geladenes Drahtgitter gebrochen wird und auf der Fernsehbildröhre auf vertikale Bänder von phosphoreszierender Farbe auftrifft.

▼ **Armbanduhrenempfänger**, die durch die Körperwärme des Trägers betrieben werden, werden von Experten als die zukünftigen Miniaturempfänger angesehen.

▼ **Berichtigung:** Die Schaltung des UKW-Transistorkofferempfängers R 110 wurde gegenüber unserem Schaltbild im Heft 19 (1964) S. 596/597 vom Werk der folgenden Zeichnung entsprechend geändert. Außerdem erhielt der Widerstand R_{209} den Wert 4,7 k Ω .



Bestimmung von Polynomnullstellen für Filterberechnungen

Das Rechenzentrum des VEB Atomkraftwerk, Berlin-Pankow, hat ein Rechenprogramm entwickelt, mit dessen Hilfe die Bestimmung von Polynomnullstellen auf bis zu 80 Dezimalstellen mit der Rechanlage ZRA 1 möglich ist. Normalerweise liefert die Rechanlage ZRA 1 nur 11 Dezimalstellen, die jedoch für Filterberechnungen nicht ausreichen. Das Programm ist so angelegt, daß die Rechenzeiten und damit

die Kosten optimal niedrig bleiben. Bei einem Polynom 10ten Grades aus der Filtertheorie ergab sich etwa eine Stunde Rechenzeit. Aufträge können z. B. über Fernschreiber (011 790) erteilt werden.

Große Zukunft für Halbleiter-Laser

Sowjetischer Physiker auf der Generalversammlung der Akademie der Wissenschaften der UdSSR

Unter den Lasern, den Generatoren für den optischen Bereich der elektromagnetischen Wellen, nähmen jetzt die Halbleiterquantengeneratoren einen besonderen Platz ein, erklärte Akademienmitglied Bassow, Direktor des Physikalischen Instituts der Sowjetischen Akademie der Wissenschaften, auf der Generalversammlung der Akademie in Moskau. Deren Abmessungen betragen gegenwärtig nur Zehntelmillimeter. Die von ihnen abgegebene Lichtstrahlung sei hunderttausende Male stärker als die der besten Rubin-Generatoren, die bereits in großem Maße angewendet werden. Der sowjetische Wissenschaftler verwies besonders auf die Möglichkeit, mit Hilfe von Halbleiterlasern in nächster Zukunft unter einem Wirkungsgrad von nahezu 100% elektrische Energie direkt in Lichtenergie umzuwandeln.

Vor kurzem habe man auch, so führte Bassow weiter aus, zunächst allerdings rein theoretisch, die grundsätzliche Möglichkeit der Umkehrung dieses Prozesses – also die Umformung des Laserstrahles in elektrische Energie – nachgewiesen. Der erreichbare Wirkungsgrad wird bei diesem Vorgang ebenfalls auf annähernd 100% geschätzt. Wenn sich dieser Prozeß praktisch verwirklichen läßt, so eröffnet sich die Möglichkeit einer leistungslosen Übertragung von Elektrizität über beträchtliche Entfernungen.

Messung von Hochfrequenzleistungs-transistoren

Bei der Messung der Hochfrequenzparameter von HF-Leistungstransistoren in Brückenschaltung ergeben sich durch die notwendige Wärmeabfuhr über ein mehr oder weniger großes Kühlblech oft beträchtliche Schwierigkeiten. Nach einem Vorschlag der amerikanischen Meßgerätefirma General Radio Comp. werden diese Schwierigkeiten dadurch beseitigt, daß die Vorspannung nicht mit Gleichstrom eingestellt wird, sondern daß der Transistor mit pulsierender Vorspannung betrieben wird. Zur Nullanzeige ist dann anstelle eines Instrumentes ein Oszilloskop zu benutzen.

Gemeinschaftsforschung für Elektronenrechner in England

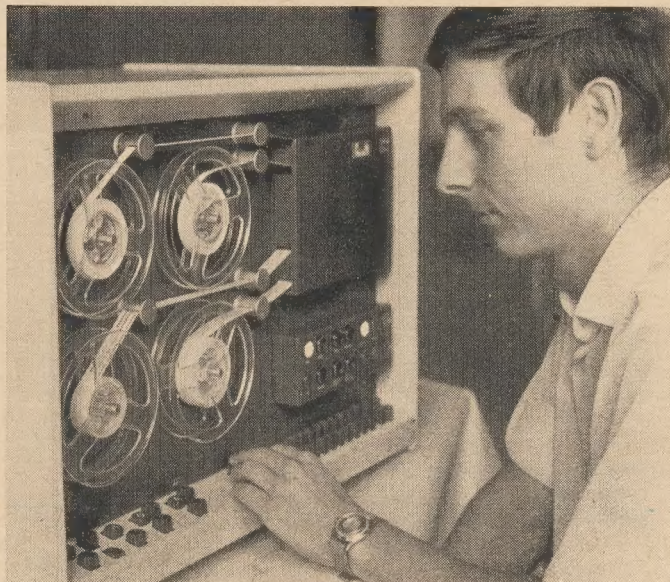
Ende Juli wurde in London der National Electronics Research Council gegründet, dessen wichtigster Aufgabenbereich die im Dienste der britischen Hersteller von Elektronenrechnern und anderem elektronischen Gerät gemeinschaftlich betriebene technische und technologische For-

schung auf diesen Spezialgebieten ist. Die neue Forschungsstelle wird aus freiwilligen Produzentenbeiträgen finanziert, zu denen höchstwahrscheinlich Staatszuschüsse hinzukommen werden; der äußere Anlaß zur Schaffung einer solchen wissenschaftlich-technischen Zentralorganisation liegt in der Feststellung, daß Englands Elektronikindustrie nach einstiger Weltführung seit einiger Zeit von der amerikanischen Konkurrenz sowohl im technischen und technologischen Fortschritt als auch im Preis der Endzeugnisse überholt worden ist.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 8 (1964) entnehmen wir folgende Literaturhinweise. Interessenten haben die Möglichkeit, bei der als Herausgeber genannten Stelle eine Fotokopie der Literaturzusammenstellung zu bestellen.

Literatur über Mikrominiaturtechnik – Mikromodule – Molekularelektronik (DK: 621.3.049.002.234; 621.38.04.002.234). Titellanzahl: 72 (16 S.). Berichtsz.: 1959–63.



Dieser elektronische Kleinstrechenautomat D 4s vom Institut für maschinelle Rechentechnik der Technischen Universität Dresden ist – einschließlich der Ein- und Ausgabegeräte – nicht größer als ein Tischfernsehempfänger. Die rechnerische Leistung entspricht dem bekannten Zeiss-Rechner ZRA 1.

Neuartiges elektronisch-optisches Speicherwerk

Ein elektronisch-optisches Speicherwerk auf Kaliumchlorid-Grundlage haben Mitarbeiter des Instituts für Elektronik, Automation und Fernschaltung der Grusinischen Akademie der Wissenschaften entwickelt. Impulse eines Elektronenstrahls werden auf einer dünnen Schicht Kaliumchlorid fixiert, die auf einen durchsichtigen Bildschirm aufgetragen worden ist. Der Elektronenstrahl „wandert“ in vorgeschriebener Richtung über den Bildschirm und markiert Informationen als dunkle und helle Punkte.

Das neue „Verfahren der optischen Speicherung“ hat große Vorzüge. Mit ihm lassen sich Informationen von einem Speicherwerk mehrfach aufzeichnen. Die mit dem Elektronenstrahl aufgezeichneten Informationen können praktisch unbegrenzt lange aufbewahrt werden. Sie bleiben erhalten, nachdem das Speicherwerk vom Spannungsnetz abgeschaltet ist. Die Informationen werden in Tausendstelsekunden aufgezeichnet. Der Bildschirm mit Kaliumchlorid-Schicht besitzt eine Aufnahmefähigkeit von über 10 000 Impulsen auf einen Quadratzentimeter Fläche.

Hrsg.: VEB Fernmeldewerk, Inf.-St. Leipzig O 27, Meischerstr. 7.

Literatur über Plattenspieler
Lit.-Nr.: 144/64. Titellanzahl: 100 (13 S.). Berichtsz.: 1959–63.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.

Literatur über die Anwendung von radioaktiven Isotopen in der Elektrotechnik (DK: 54.02.539.16: 621.3).

Titellanzahl: 12. Berichtsz.: 1953 bis 1964.

Hrsg.: VVB Hochspannungsgeräte u. Kabel. Leit-BfN Nr. 31. Gr. Inf. u. Dok. Berlin-Lichtenberg, Landsberger Chaussee 36a.

Literatur über Schallaufzeichnung und -wiedergabe

Lit.-Nr.: 135/64. Titellanzahl: 63 (7 S.). Berichtsz.: 1959–63 Auswahl.
Hrsg.: Deutsche Bücherei. Abt. Auskunft. Leipzig C 1, Deutscher Platz.

Literatur über Schmitt-Trigger (DK: 621.373.431.1).

Titellanzahl: 23 (3 S.). Berichtsz.: 1958–64.

Hrsg.: VEB Fernmeldewerk, Inf.-St. Leipzig O 27, Meischerstr. 7.

Literatur über die Transistorherstellung

Lit.-Nr.: 40. Titellanzahl: 43 (5 S.). Berichtsz.: 1959–63 Auswahl.
Hrsg.: VEB Halbleiterwerk. Werkteil Stahnsdorf. Dok. Stahnsdorf, Ruhlsdorfer Weg.

Impulsverfahren zur Fernübertragung des Azimuts bei Rundsichtradaranlagen

VOLKER OHLOW

Einleitung

Zur Synthese eines fernübertragenen Radarbildes bei einem Rundsichtgerät werden drei Informationen benötigt:

1. die Radarvideoimpulse, die den empfangenen Echos entsprechen,
2. die den Azimutwinkel der Antenne enthaltende elektrische Größe und
3. der Synchronimpuls für die Zeitablenkung des Sichtgerätes [1].

In diesem Beitrag soll ein Impulsverfahren beschrieben werden, das trotz Zeitstaffelung (Zeitmultiplex) der Winkelsignale mit den Videoimpulsen und Einbeziehung des Synchronimpulses in die Impulsgruppe der Winkelinformation keinen fremdsteuerbaren Radarmodulator erfordert. Man kann deshalb die Fernübertragung nachträglich an bereits im Einsatz befindliche Radargeräte anschließen. Als einzige Voraussetzung für die Anwendbarkeit des Verfahrens muß eine gleichmäßige Antennenrotation vorhanden sein.

Wie bereits in [1] erwähnt, bieten Impulsverfahren die größte Sicherheit und Genauigkeit bei vertretbarem Aufwand. Sie erfordern keine Amplitudenlinearität des Übertragungskanal und gestatten die Verwendung von rückgekoppelten Impulsverstärkern zur Formverbesserung. Sie haben deshalb die weiteste Verbreitung von allen Systemen gefunden. Grundsätzlich sollte das Verhältnis zwischen Signal- und Störampplitude wegen der Unterdrückung von Überlagerungen so groß wie möglich sein. Durch geeignete Wahl der Spektralcharakteristik des Nutzsignals und Wahl geeigneter Auswerteverfahren für diese sollte der Empfänger optimal für das Nutzsignal ausgelegt werden. Auf Grund der zur Impulsübertragung notwendigen endlichen Bandbreite verbleiben jedoch auch noch nach dem Analysator Störsignale.

Es ist auch möglich, die bestimmte Form der Antennenwinkelaten zur Selektion auszunutzen. Da man etwa weiß, wann das Signal kommt und welcher Art es sein wird, können im Empfänger entsprechende Sperren oder Kreise nur für das Signal (oder die Signalfolge)

geöffnet sein und alle anderen ausschließen (z. B. Winkeltorung).

Das hier beschriebene Verfahren benötigt zur Übertragung nur einen Kanal, erfordert aber hinsichtlich der Störfestigkeit eine Codierung der Impulsfolgen.

Codierung von Impulsen

Wird als Informationsträger ein Einzelimpuls benutzt, so können gleiche Interferenzsignale mit gleichen Frequenzkomponenten vom Empfänger natürlich nicht unterschieden werden. Sind die Interferenzsignale nicht allzu kräftig und vor allem nicht zu zahlreich, schafft hier die Codierung des Impulses Abhilfe.

Die einfachste Lösung besteht in der Erzeugung einer Impulsgruppe mit ungleichen, aber exakten Abständen. Der Empfänger kontrol-

liert die Impulsfolge und sperrt andersartige. Die Wahrscheinlichkeit, daß eine gleiche Impulsgruppe durch Überlagerung entsteht, ist sehr gering.

Einen einfachen Vercoder zeigt Bild 1. Die beiden Sperrschwinger $Rö_{1a}$ und $Rö_{2a}$ sind durch negative Gittervorspannungen gesperrt. Der Impuls des Radarmodulators erzeugt an B einen positiven Impuls, und an der Anode von $Rö_{1a}$ (Punkt A) entsteht ein Impuls von weniger als einer Mikrosekunde Dauer. Gleichzeitig läuft der positive Impuls aber auch von B über die 2- μ s-Verzögerungsleitung zum Gitter von $Rö_{1b}$, tritt an der Anode von $Rö_{1b}$ negativ auf und erzeugt an A und über die induktive Kopplung auch an B einen zweiten Impuls, der gegenüber dem ersten um exakt 2 μ s verzögert ist.

Durch diese beiden Impulse am Gitter von $Rö_{1a}$ hat sich C_1 , der entsprechend dimensioniert ist, so weit aufgeladen, daß die Röhre für eine Zeit gesperrt ist; der Vorgang wiederholt sich also nicht.

Inzwischen ist der erste Impuls über $Rö_{1b}$ auch an D aufgetreten, durchläuft die 4- μ s-Verzögerungsleitung bis E und löst $Rö_{2a}$ nach einer Gesamtverzögerung von 6 μ s aus. Dabei wird durch diesen einmaligen Impuls C_2 bis zur Sperrung der Röhre aufgeladen, so daß der 2 μ s später folgende zweite Impuls $Rö_{2a}$ nicht mehr auslösen kann.

Am Katodenwiderstand R des Sperrschwingers stehen jetzt drei Impulse mit exakt 0,2 und 6 μ s Verzögerung zur Verfügung. Diese Impulse werden zum Mischer geführt und mit den Videosignalen kombiniert.

Es kann durch die Verzögerungsleitungen auch eine andere Kombination der Zeitverzögerung hergestellt werden. Die Verzögerung sollte jedoch groß genug sein, damit die Impulsfolge nicht durch Video- oder Interferenzsignale verwischt wird, aber auch nicht größer als einige μ s wegen der geometrischen Abmessungen der Verzögerungsleitungen.

Die Decodierung der Impulsfolge zeigt der obere Teil von Bild 2. Die Trennung der Impulse von „langen Impulsen“, wie sie z. B. durch sehr dichte Überlagerung zweier oder

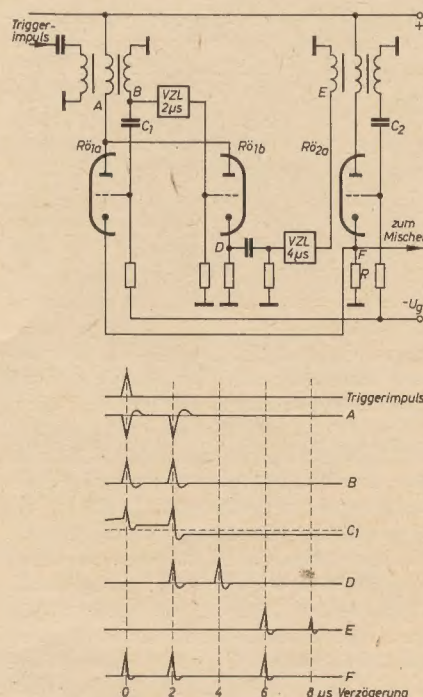


Bild 1: Einfacher Dreifachimpulsvercoder

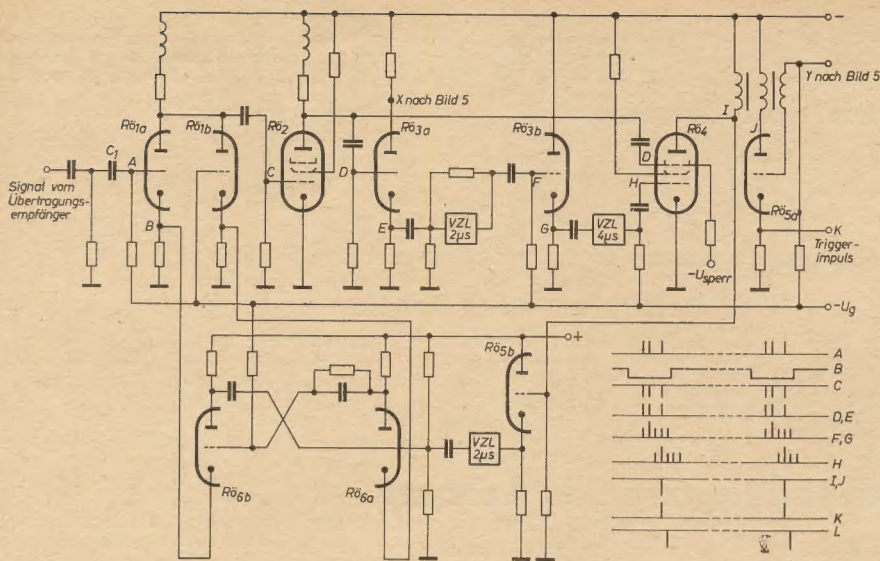


Bild 2: Dreifachimpulsdecoder mit Interferenzsignalunterdrückung

mehrere Impulse vorkommen könnten, geschieht durch den Gitterkreis der R_{01a} . So werden lange Signale an der Erzeugung falscher Informationen oder der Dehnung von Impulsintervallen gehindert, wie aus dem nachfolgenden verständlich wird.

Der erste ankommende positive Impuls ladet C_1 und sperrt R_{01a} für eine kurze Zeit, wodurch bereits die Aussonderung der langen Impulse erfolgt. R_{01a} kann vorgespannt werden, um nur Impulse oberhalb einer definierter Größe durchzulassen, wie es z. B. bei Anwendung der Amplitudenselektion von Impulsen und Videosignalen notwendig ist. Schwache Interferenzsignale werden auf diese Weise ebenfalls mit ausgeschlossen. Der Impuls tritt am Gitter von R_{02} auf. Diese Stufe arbeitet als Begrenzer. Nach Passieren des Katodenfolgers R_{03a} erreicht das Impulstrio das Gitter von R_{03b} zweimal: einmal direkt und das zweite Mal mit einer Verzögerung von $2 \mu s$. Dadurch kommen nun der zweite unverzögerte und der erste verzögerte Impuls gleichzeitig bei F an. Der zweite Impuls besitzt folglich doppelte Amplitude. Diese fünf Impulse erreichen das Gitter von R_{04} nach einer weiteren Verzögerung von $4 \mu s$. R_{04} ist nun so vorgespannt, daß nur der zweite Impuls mit seiner doppelten Amplitude am Gitter wirksam wird. Da dieser Impuls eine Gesamtverzögerung von $6 \mu s$ besitzt, wird er gleichzeitig mit dem dritten unverzögerten Impuls, der am Bremsgitter von R_{04} liegt, diese Röhre erreichen. Nur wenn beide Gitter gleichzeitig Impulse führen, fließt der Anodenstrom. Jedes Gitter allein sperrt R_{04} völlig, wenn kein Impuls anliegt. Dieser Anodenimpuls löst den Sperrschwinger R_{05a} aus, und am Katodenwiderstand tritt ein steiler Impuls auf, der abgenommen werden kann und der aber auch gegenüber dem ursprünglichen um $6 \mu s$ verzögert worden ist. Hierin liegt der Hauptnutzen der Codiersysteme. Da der Decoder immer erst die gesamte Signalfolge abwarten muß, um festzustellen, ob es das Nutzsignal ist, kann er erst ein Ausgangssignal nach Eintreffen des gesamten Codes abgeben, wobei es immer um diese Zeit verzögert sein muß. Der Sperrschwinger kann nicht ausgelöst werden, wenn diese Impulsfolge nicht eingehalten wird.

Wie weit verbessert nun die Codierung die Wahrscheinlichkeit einer richtigen Übertragung? Periodische Impulse können kein Antwortsignal an R_{04} erzeugen, wenn ihre Frequenz kleiner ist als der Kehrwert der Verzögerung der Leitungen. Wohl aber kann eine schnelle Impulsfolge eine gewisse Störwahrscheinlichkeit haben. Ebenso hat Rauschen eine endliche Wahrscheinlichkeit, das Verfahren zu beeinflussen.

Zur Abschätzung nimmt man nun an, daß je Sekunde n zufällige Impulse mit der Dauer a auftreten. Dann liegen am Gitter R_{03b} durch die $4 \mu s$ -Verzögerungsleitung na Sekunden lang Signale. Die Wahrscheinlichkeit der Übertragung eines unverzögerten Impulses mit einem verzögerten ist $2na$, wobei die 2 aus der Voraussetzung erhalten wird, daß jede Überlagerung über alles ein Signal erzeugt. Da aber ebenfalls n Impulse zur Überlappung vorhanden sind, ist die Zahl der verstärkten Signale an R_{04} $2n^2 \cdot a$ (je s). Die Wahrscheinlichkeit, daß ein Impuls davon mit denen am Bremsgitter übereinstimmt, ist wieder na und damit die Zahl der Impulse je s, die R_{04} auslösen, $2n^3 \cdot a^2$. Verglichen mit n , der Zahl der real existierenden interferierenden Impulse, ergibt das ein Verbesserungsverhältnis von

$$\frac{n}{2n^3 \cdot a^2} = \frac{1}{2n^2 \cdot a^2}$$

Ist z. B. $n = 10^4$ und $a = 1 \mu s$, wird das Verhältnis 5000!

Im unteren Teil von Bild 2 ist eine Einrichtung dargestellt, die die Signale generell sperrt, ausgenommen zu den Zeiten, an denen die gewünschten Signale erwartet werden. Der Koinzidenzimpuls an der Anode R_{04} wird über einen Katodenfolger einem monostabilen Multivibrator zugeführt (R_{05a} , R_{05b}). Im Normalzustand führt R_{05a} Strom. Erreicht eine Signalfolge, die an R_{04} einen Impuls erzeugt, den Empfängereingang, so kippt dieser Impuls den Multivibrator, R_{05b} öffnet und R_{05a} sperrt. Durch den Anodenstrom von R_{05b} wird das Katodenpotential von R_{01a} um so viel angehoben, daß auch der höchste Signalpegel die Röhre nicht auslösen kann. Entsprechend der Impulsfolgefrequenz der codierten Impuls-

gruppen wird eine Zeit später der nächste Dreierimpuls erwartet. Der Multivibrator ist nun so dimensioniert, daß er kurz vor Ankunft der Impulse zurückkippt und in diesem Zustand bleibt, bis das Koinzidenzsignal an R_{04} ihn wieder R_{01a} sperren läßt.

Während R_{01a} sperrt, wird R_{01b} aufgesteuert und dient als Kurzschluß des Decodereinganges, um ungewollte Impulse, Störungen oder Rauschen im gemeinsamen Anodenkreis zu unterdrücken bzw. stark zu dämpfen.

Die Offenzeit des Decodereinganges muß aber immerhin groß genug sein, um alle Unregelmäßigkeiten in der Impulsfolgefrequenz sowie der Rückkippzeit des Multivibrators zu erfassen.

Das Verfahren kann jetzt auch Impulse entschlüsseln, die mit dem Videosignal zeitgestaffelt sind. Soll mehr als eine Impulsfolge decodiert werden, wird der Decoder entsprechend umfangreicher und der Multivibrator von der letzten Impulsgruppe oder von einem konstanten Impuls des Verzögerungskreises ausgelöst.

Derartige Verfahren sind z. B. vom Sekundär-radar her bekannt.

Das Flimmerimpulsverfahren

Das ausgeführte Verfahren außer den bereits behandelten Codiereinrichtungen zeigen die Bilder 3, 4 und 5. Es beruht auf der Steuerung der Zeitverzögerung zweier Impulse durch das periodische Sinussignal des Antennengenerators.

Bild 3 zeigt den Übertragungssender (Aufbereitung). Der Grundimpuls eines Impuls-generators (Radarmodulator) wird codiert. Der dritte Impuls löst einen Verzögerungskreis aus, dessen Verzögerung durch die Spannung vom Antennengenerator gesteuert wird. Der Kreis besteht aus dem Sägezahn-generator R_{01b} , einer vorgespannten Diode R_{02a} , einem Verstärker R_{03a} und dem Sperrschwinger R_{04b} .

Röhre 2a stellt die letzte Röhre des Ver-coders (Bild 1) dar. An ihrem Katodenwiderstand R tritt die codierte Impulsfolge mit der Verzögerung $0,2$ und $6 \mu s$ auf. Der dritte Impuls erscheint an der Anode von R_{02a} und wird zur Aussteuerung von R_{03b} benutzt. Durch R_3 wird das Gitter ständig auf leicht positivem Potential (nahe Null) gehalten. R_{03b} ist geöffnet; das Potential an C relativ niedrig. Durch den positiven Impuls von A wird das Gitter am Punkt B positiver und durch den Gitterstrom von R_{03b} ladet sich C_1 negativ auf. R_{03b} wird gesperrt. An R_3 entsteht wegen des fehlenden Anodenstromes von R_{03b} kein Spannungsabfall mehr, C_1 ladet sich über R_3 auf, bis sich C_1 so weit entladen hat, daß wieder Anodenstrom fließt und die Aufladung von C_2 abbricht.

Die Wechsellspannung vom Antennengenerator steuert das Gitter des Katodenfolgers R_{05b} (Punkt D). Der Spannungsabfall an seinem Katodenwiderstand stellt die Vorspannung der Diode R_{02a} dar.

Der Pegel am Punkt E schwankt im Rhythmus der Antennensignalfrequenz. Der Sägezahnimpuls tritt dadurch mehr oder weniger in seiner Amplitude in Erscheinung, während der Beginn des Sägezahnanstieges im Bereich von $\pm 1 \mu s$ schwankt. Diese Spannung wird in R_{04a} verstärkt und durch die Induktivität im Anodenkreis differenziert. Es ergibt sich bei

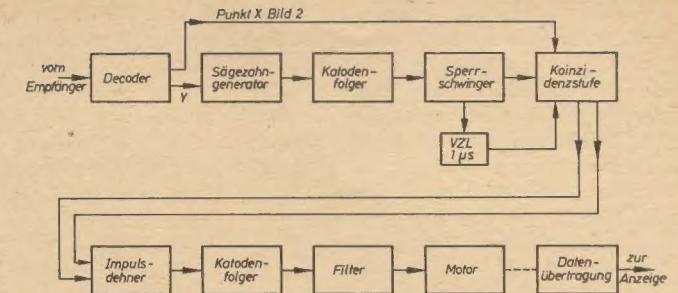
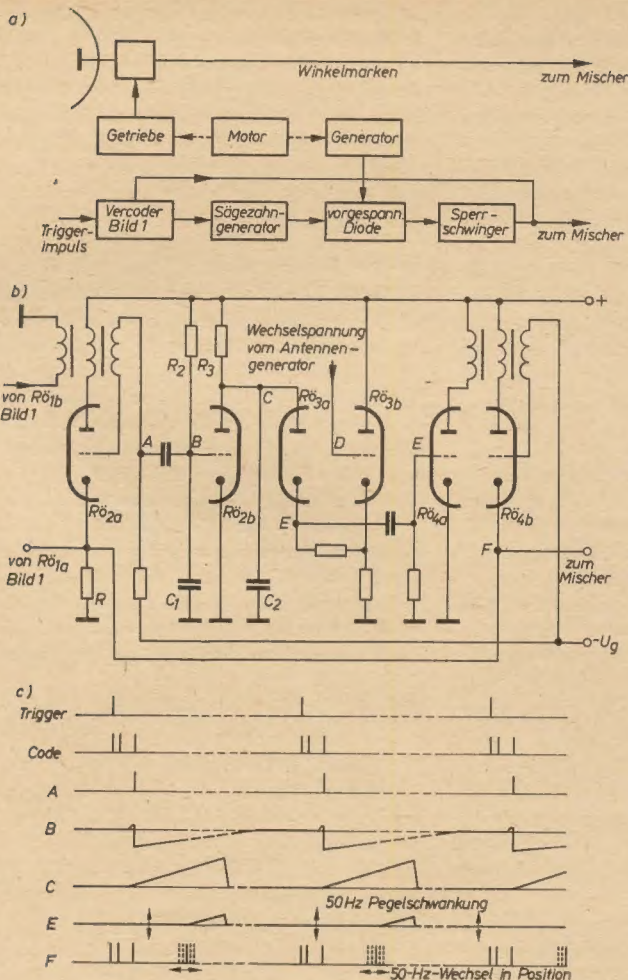


Bild 4: Blockschaltbild des Flimmerimpuls-empfängers

Bild 3: Sender des Flimmerimpulsverfahrens

ein Bandfilter geformt wird, um dem Synchronmotor zugeführt zu werden. Das ausführliche Schaltbild zeigt Bild 5. Die Signale werden mit dem Decoder nach Bild 2 entschlüsselt. Der resultierende Impuls vom Punkt Y (Bild 2) gelangt an das Gitter des Sägezahn-Generators $Rö_{5b}$, Punkt A, und sperrt die Röhre wieder durch Gitterstromaufladung des Kondensators C_1 . Nach Sperrung beginnt die Entladung von C_1 , der eigentliche Sägezahn, dessen Anstieg mit dem Regler P eingestellt werden kann (Punkt B). Der Sägezahn tritt auch am Punkt C des Katoden-folgers $Rö_{6a}$ auf. Die Sägezahnspannung liegt in Reihe mit der Gittervorspannung des Sperr-schwingers $Rö_{7a}$, wobei die Vorspannung so eingeregelt werden muß, daß die Auslösung des Sperrschwingers gegenüber dem dritten Impuls bzw. Beginn des Sägezahn um $1 \mu s$ weniger als jene $5 \dots 10 \mu s$ verzögert ist, wie



Bild 6: Verzögerung der Impulsgruppe

beginnendem Anstieg des Sägezahn ein Stromimpuls, der das Gitter von $Rö_{4b}$ hochtastet. An dem gemeinsamen Katodenwiderstand R tritt die codierte Impulsfolge auf und zusätzlich ein Impuls, dessen Verzögerung sinusförmig in Abhängigkeit von der Antennen-generatorfrequenz schwankt. Gegenüber dem dritten Impuls des Codes beträgt die Grundverzögerung etwa $5 \dots 10 \mu s$. Dieser Flimmerimpuls braucht nicht codiert zu werden, da er lediglich eine sinusförmige Spannung zu übertragen hat. Selbst wenn einzelne Impulse völlig durch Interferenzen

verdeckt sind, gelingt es mit diesem System, die Sinusspannung im Empfänger wieder zu reproduzieren. Das Blockschaltbild der Empfängeranordnung zeigt Bild 4. Nach Decodierung erfolgt eine Zeitverzögerung durch den Sägezahn-Generator $Rö_{5b}$, den Katodenfolger $Rö_{6a}$ und den Sperr-schwinger $Rö_{7a}$, $Rö_{7b}$. Die Signale kommen zusammen mit den ursprünglichen des Decoders zu einer Koinzidenzstufe und einem Impulsdehner ($Rö_{8a}$, $Rö_{8b}$, $Rö_{9a}$, $Rö_{9b}$). Sie bilden dort bereits die Sinuskurve, die durch einen Katodenfolger ($Rö_{6b}$) abgenommen und durch

sie auch im Sender durch den konstanten Anteil der Diodenvorspannung entstanden ist. So ist Gewähr dafür gegeben, daß der Impuls des Sperrschwingers $Rö_{7a}$ zeitlich mit dem am kürzesten verzögerten Flimmerimpuls übereinstimmt. Die Länge des Sperrschwingerimpulses beträgt etwa $1 \mu s$. Von der Katode der $Rö_{7a}$ wird der Impuls einmal direkt zum Gitter von $Rö_{8a}$ und einmal über eine Verzögerungsleitung von $1 \mu s$ Verzögerung zum Gitter von $Rö_{8b}$ geführt. Am gemeinsamen Katodenwiderstand dieser Koinzidenzstufe ($Rö_8$) liegen die Signale vom Punkt C des Bildes 2. An der Anode kann ein Impuls nur auftreten, wenn sowohl an der Katode wie auch am jeweiligen Gitter ein Impuls liegt. Da die Gitterimpulse an D und E um $1 \mu s$ verzögert liegen, wird der Flimmerimpuls so gut wie immer mit einem der beiden Impulse gleichzeitig eintreffen. Es führt entweder $Rö_{8a}$ oder $Rö_{8b}$ durch Impulsankunft Strom. Die Anodenspannungsänderung von $Rö_{8a}$ wird durch die Diode $Rö_{9a}$ so gleichgerichtet, daß sich C_3 negativ aufladet. Umgekehrt führt die Spannungsänderung von $Rö_{8b}$ über $Rö_{9b}$ zur Aufladung des Kondensators. Die Spannung an C_3 ändert sich mit jedem Flimmerimpuls stufenweise mit einer sinusförmigen Einhüllenden. Diese Spannung wird über den Katoden-folger $Rö_{6b}$ abgenommen und einem Bandpaß zugeführt, an dessen Ausgang die gewünschte Sinusspannung nach Verstärkung zum Antrieb des Synchronmotors bereitsteht. Vom Punkt D gelangt das um $1 \mu s$ verzögerte Signal außer zu $Rö_{8b}$ auch zum Gitter von $Rö_{7b}$ und erzeugt in deren Anodenkreis und

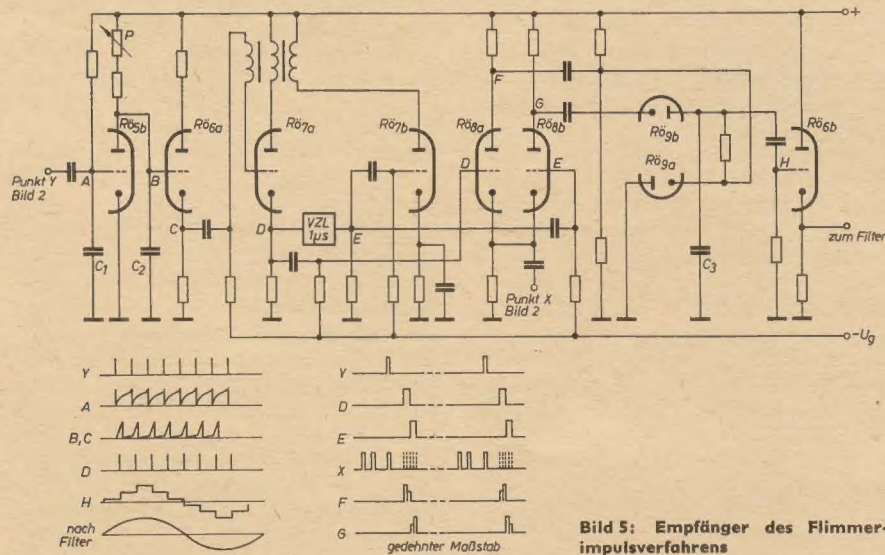


Bild 5: Empfänger des Flimmer-impulsverfahrens

über die induktive Kopplung auch im Gitterkreis von $R_{\theta n}$ einen negativen Impuls. Der Sperrschwinger wird dadurch nach seiner ersten Auslösung an der Abgabe eines zweiten Impulses gehindert, was sonst durch die ständig steigende Spannung des Sägezahnsmöglich wäre.

Um die Zahl der übertragenen Impulse gering zu halten, wird zweckmäßig der Grundimpuls (der erste des Codes) in Beziehung zum Radarmodulator gebracht.

Ist der Modulator nicht selbstsynchronisiert, kann seine Auslösung durch den dritten Impuls des Codes erfolgen. Es entsteht kein Meßfehler, da nach Decodierung der Impulse ebenfalls eine Verzögerung von $6 \mu s$ vorhanden ist. Das setzt voraus, daß während der ersten Mikrosekunde der Radarperiode keine wichtigen Echos erwartet werden, da der Flimmerimpuls auf dem Bildschirm in einer Entfernung entsprechend seiner Verzögerungszeit sichtbar wird.

Ist der Modulator dagegen selbstsynchronisiert, kann der den Radarsender auftastende Impuls gleichzeitig der Grundimpuls des Vercoders sein. Es ist dann aber eine Verzögerung des Videosignals zur Vermeidung von Meßfehlern von $6 \mu s$ unumgänglich. Die Verzögerung kann im Videokanal der Sende- oder Empfangsstation erfolgen.

Ist der Nahbereich wichtig und soll er aus-

gewertet werden, besteht die Möglichkeit, den Modulator mit den Flimmerimpulsen auszulösen. Dann schwankt die Sendeimpulsfrequenz; ein Fehler in der Anzeige entsteht nicht. Bei selbstsynchronisiertem Modulator ist das wieder nicht möglich. Hier wird zweckmäßig der Grundimpuls gegenüber dem Modulatorimpuls um länger als das gewöhnliche Videosignalintervall verzögert, so daß der Grundimpuls nicht mehr abgebildet wird und der Flimmerimpuls zeitlich mit dem nächsten Modulatorimpuls zusammenfällt (Bild 6). Die Verzögerung kann nicht zwischen Grund- und Flimmerimpuls gelegt werden, da bereits ein kleiner Prozentsatz „Zittern“ zuviel Information beinhaltet; der Fehler wird zu groß.

Einschätzung

Das Verfahren bietet ein Minimum an Schwierigkeiten und Aufwand. Schwankungen der Antennenrotation haben Schwankungen in der Lage des Impulses, zusätzlich zu dem sinusförmigen Wechsel, zur Folge. Im Empfänger wird eine entsprechend langsamere oder schnellere Drehung abgeleitet. Sprunghafte Änderungen der Antennendrehung dürften infolge ihrer Masse nicht auftreten. Wird dafür gesorgt, daß die Masse des Synchronmotors klein ist, vermag er allen Antennenschwankungen ohne Trägheit zu folgen. Da je Zeiteinheit relativ viel Impulse gesendet werden,

bietet das Verfahren erhöhte Sicherheit gegen Interferenz. Gleichzeitig ist es aber mehrdeutig (50fach) infolge der verwendeten 50-Hz-Generatorspannung. Eine richtige Anfangsphasenlage muß eingestellt werden; die Anlage synchronisiert sich nicht selbst. Ein einzelner Störimpuls kann infolge seiner Isoliertheit keinen Fehler in der Synchronmotorspannung erzeugen.

Literatur

- [1] Ohlow, V.: Übertragung des Azimutes der Rundsicht- und Radarantenne über Funkverbindungen. radio und fernsehen 13 (1964) H. 17 S. 532
- [2] Ridenour: Radar system engineering. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1947 MIT
- [3] Theory of Servomechanisms. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1947 MIT
- [4] Electronic Time Measurements. McGraw-Hill Book-Comp. Inc. 1949 MIT
- [5] Ohlow, V.: Fernübertragung des Azimutwinkels der Antenne einer Rundsicht- und Radaranlage. Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik und Nachrichtenelektronik der Technischen Universität Dresden
- [6] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechnik Bd. II. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Der Transistor GC 301 in NF-Leistungsendstufen

CLEMENS HÖRINGER

Im nachfolgenden Beitrag wird die Dimensionierung von NF-Leistungsverstärkern mit dem Germaniumtransistor GC 301 beschrieben, und die Meßergebnisse von zwei ausgeführten Schaltungen werden diskutiert.

Allgemeines

Durch die Entwicklung des Transistors GC 301 mit einer maximalen Verlustleistung von 400 mW wurde eine bisher im Fertigungsprogramm bestehende Lücke zwischen dem Transistor OC 821/24 (120 mW) und dem Transistor OC 831/33 (1 W) geschlossen. Der Emittor des GC 301 besteht aus einer Zweistofflegierung (In-Ga). Zur besseren

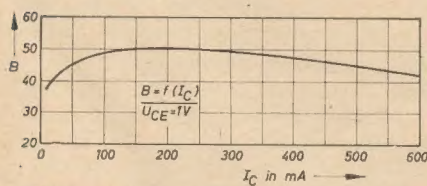


Bild 1: Gleichstromverstärkung als Funktion des Kollektorstromes

Wärmeableitung ist das TO 1-Gehäuse mit Silikonfett und Aluminiumoxid gefüllt. Die im ganzen Aussteuerbereich nur schwach abfallende Stromverstärkung ermöglicht es, den Transistor bis zu den Strom- und Leistungsgrenzen auszusteuern (Bild 1).

Die im Gegentakt-B-Betrieb mit zwei Transistoren erzielbare Ausgangsleistung von über 1 W ermöglicht vor allem dessen Einsatz in tragbaren Rundfunkgeräten und Verstärkern.

Vorläufige Kenndaten

Die hier aufgeführten Kenndaten gelten als vorläufig. Die endgültigen Kenndaten werden vom Hersteller (Halbleiterwerk Frankfurt/Oder) noch festgelegt.

Maximale Kollektorstressspannung

$$U_{CE \max} = 30 \text{ V}$$

Maximaler Kollektorstrom

$$I_{C \max} = 500 \text{ mA}$$

Maximale Verlustleistung

$$P_{\max} = 400 \text{ mW}$$

Maximale Kristalltemperatur

$$T_{j \max} = 75^\circ \text{C}$$

Innerer thermischer Widerstand

$$R_{th 1} = 60 \text{ grad/W}$$

Statische Werte

Kollektorruhestrome

$$I_{CBO} \leq 20 \mu\text{A} \text{ bei } U_{CB} = 6 \text{ V}$$

$$I_{CEO} \leq 500 \mu\text{A} \text{ bei } U_{CE} = 6 \text{ V}$$

$$I_{CEO} \leq 5 \text{ mA} \text{ bei } U_{CE} = 15 \text{ V}$$

Stromverstärkung

$$B = 50 > 20 \quad I_C = 500 \text{ mA},$$

$$U_{CE} = 0,6 \text{ V}$$

Kollektorruhestspannung

$$U_{CEO} \leq 0,6 \text{ V}$$

Grenzfrequenz

$$f_\beta \geq 10 \text{ kHz}$$

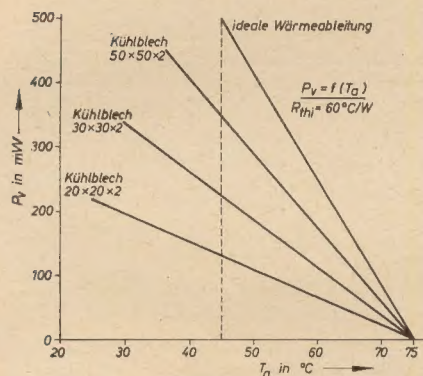
Wärmewiderstand

und maximale Verlustleistung

Die maximal zulässige Verlustleistung $P_{V \max}$ bei der Umgebungstemperatur T_a ist

$$P_{V \max} = \frac{T_j - T_a}{R_{th 1} + R_{th a}}$$

T_j ist die maximal zulässige Kristalltemperatur $= 75^\circ \text{C}$.

$$P_{y \max} = 500 \text{ mW}$$


Der äußere thermische Widerstand ist definiert

$$R_{\text{th a}} = \frac{1}{\alpha_w \cdot F}$$

$$\alpha_w \approx \frac{1,5 \text{ mW}}{\text{cm}^2 \cdot ^\circ\text{C}}$$
$$P_{y \max} = 350 \text{ mW}$$

Gegentakt-B-Verstärker

Die Nachteile des A-Verstärkers, wie dessen hoher Kollektorruhestrom und die besonders bei kleiner Aussteuerung hohe Verlustleistung, beschränken dessen Anwendungsbereich auf Vorverstärker, Treiberstufen und auf Endstufen kleiner Leistung. Außerdem ist dessen Wirkungsgrad auf theoretisch 50% begrenzt.

Der Gegentakt-B-Verstärker weist diese Nachteile nicht auf. Der Kollektorruestrom ist klein und bei reinem B-Betrieb gleich dem Kollektorreststrom. Die zugeführte Gleichstromleistung ist bei fehlender Aussteuerung

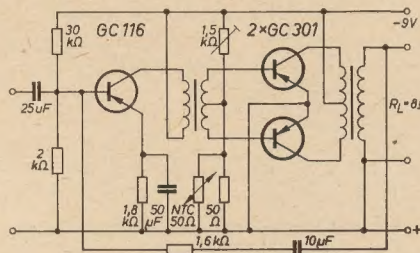


Bild 4: Gesamtschaltbild des Gegentakt-B-Verstärkers

rung sehr klein und steigt mit zunehmender Aussteuerung linear an; sein theoretischer Wirkungsgrad beträgt maximal 78%. Er ist daher der zweckmäßigste Verstärkertyp für tragbare Geräte aller Art, die aus Batterien betrieben werden. Bild 3 zeigt einen Vergleich der Leistungsverhältnisse in Abhängigkeit vom Aussteuerungsfaktor m beim A-Verstärker und Gegentakt-B-Verstärker.

Da die Berechnung eines Gegentak-B-Verstärkers (Bild 4) wiederholt in dieser Zeitschrift behandelt wurde, ist der Rechengang nur kurz angedeutet und auf das Wesentliche beschränkt.

Der Kollektorruestrom I_{CB} wird mit

$$I_{CR} \approx 1\% I_{C \max}$$

also $I_{CR} = 5 \text{ mA}$ je Transistor gewählt.
Die Batteriespannung beträgt $U_o = 9 \text{ V}$ und
der maximale Kollektorstrom $I_{C \max} = 500 \text{ mA}$.

Mit der maximalen Verlustleistung von 350 mW ergibt sich dann der Mindestwert des Belastungswiderstandes

$$R_L \geq \frac{U_o^2}{\pi^2 P_{v \max}} = 23 \Omega$$

Oder mit dem maximalen Kollektorstrom
 $I_{C \max} = 500 \text{ mA}$

$$R_L \geq \frac{U_o - U_{CEO}}{I_{C \max}} = 16,8 \Omega$$

Um eine Überlastung der Transistoren zu vermeiden, wird der größere Wert von R_L , also $R_L = 23 \Omega$, auf 25Ω erhöht.

Der maximale Scheitelwert des Kollektorwechselstromes beträgt

$$I_c \approx I_{C \max} = \frac{U_o - U_{CE0} - U_{VTp}}{R_L} = 326 \text{ mA}$$

und der maximale Scheitelwert der Kollektor-
wechselspannung

$$\hat{u}_c = U_0 - U_{CE0} - U_{vTr} = 8,2 \text{ V}$$

U_{vTr} ist der Spannungsverlust im Ausgangstrafo (mit 0,2 V angenommen).

Damit ergibt sich die maximal abgebbare Wechselstromleistung für beide Transistoren.

$$P_a = \frac{1}{2} \hat{\mathbf{i}}_c \cdot \hat{\mathbf{u}}_c \approx 1,34 \text{ W}$$

Die dabei aufgenommene Gleichstromleistung beträgt ohne Berücksichtigung der Trafoverluste

$$P_0 \approx \frac{2}{\pi} U_0 \cdot I_{C \max} = 1,87 \text{ W}$$

und die Kollektorverlustleistung für beide Transistoren

$$P_{\text{v}} = P_0 - P_{\text{a}} = 0,53 \text{ W}$$

Für einen Transistor also 0,265 W bei Vollaussteuerung.

Die maximale Verlustleistung tritt aber bei mittlerer Aussteuerung ($m = 0,64$) auf. Sie beträgt dabei

$$P_{v \max} = \frac{I_{CB} \cdot U_o}{2} + \frac{2}{\pi^2} \cdot \frac{U_o^3}{U_o - U_{CEO}} (I_{C \max} - I_{CB}) \approx 0,65 \text{ W}$$

Die maximale Verlustleistung je Transistor von 350 mW wird also nicht überschritten. Der Wirkungsgrad ist

$$\eta = \frac{P_a}{P_o} = 72\%$$

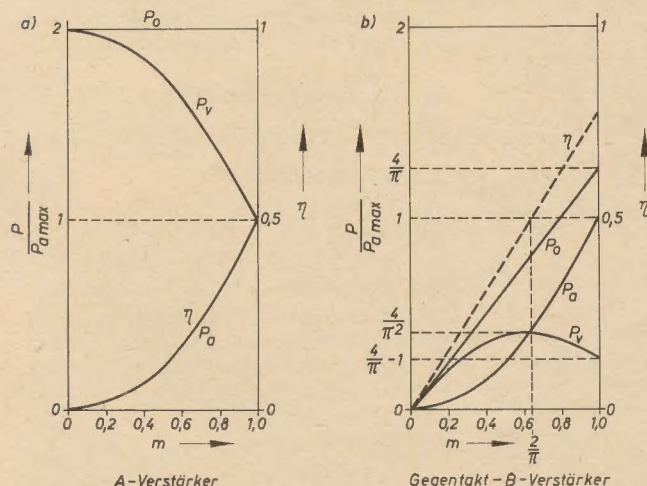


Bild 3: Leistungsverhältnisse in Abhängigkeit vom Aussteuerungsfaktor

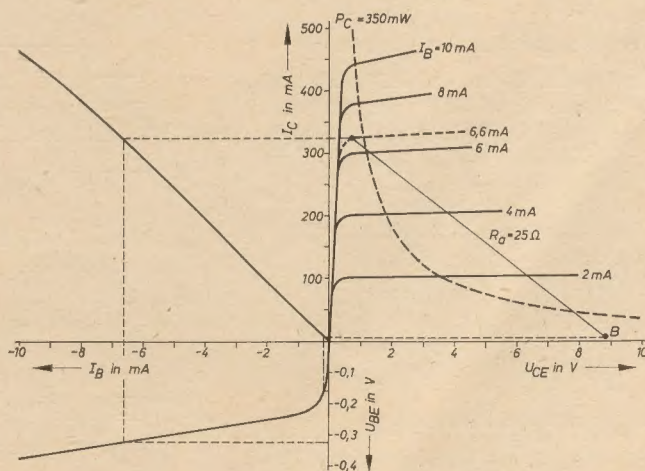


Bild 5: Kennlinienfeld des Transistors GC 301

Eingangsgroßen

Die für die Berechnung erforderlichen Eingangsgroßen lassen sich mit ausreichender Genauigkeit aus dem Kennlinienfeld (Bild 5) entnehmen. Nach den bekannten Beziehungen ergeben sich damit:

Eingangswiderstand jedes Transistors bei Vollaussteuerung $R_e = 26 \Omega$

Spitzenwert des Steuerstromes

$$I_{st \max} = 10 \text{ mA}$$

Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{st \max} = 0,46 \text{ V}$$

Steuerleistung

$$P_{st} = 2,3 \text{ mW}$$

Damit kann auch die Treiberstufe mit dem Transistor GC 116 berechnet werden. Mit der angewendeten Gegenkopplung ergibt sich dann der Eingangswiderstand des gesamten Verstärkers zu $R_e \approx 400 \Omega$.

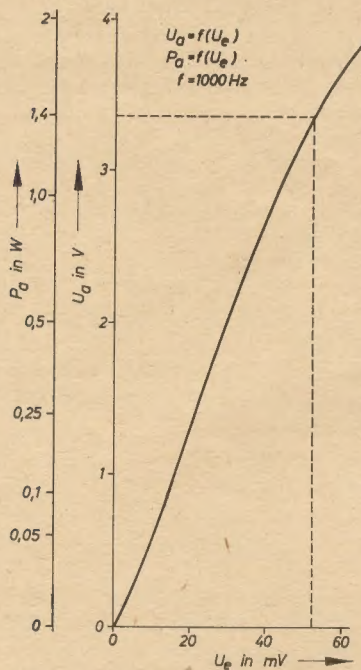


Bild 6: Ausgangsspannung und -leistung als Funktion der Eingangsspannung

Daten

der verwendeten Transformatoren

Treibertrafo: Blechschnitt M 30, D1-Blech.
Wickelschema von innen nach außen:

I	2060 Wdg. 0,1 CuL
II	224 Wdg. 0,2 CuL
III	224 Wdg. 0,2 CuL

Ausgangstrafo: Blechschnitt M 42/15, D1-Blech.

Wickelschema von innen nach außen:

I	100 Wdg. 0,5 CuL
II	100 Wdg. 0,5 CuL
III	57 Wdg. 1,0 CuL

Diskussion der Meßwerte

An einem nach dem Schaltbild (Bild 4) aufgebauten Verstärker wurden folgende Werte gemessen:

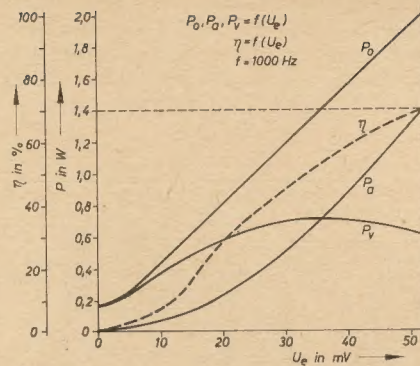


Bild 7: Leistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit von der Eingangsspannung

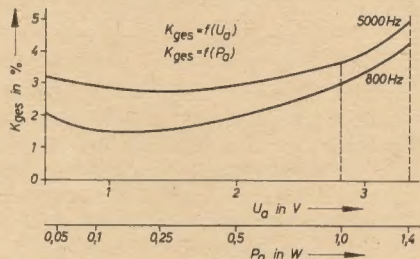


Bild 8: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

1. Verstärkung

Nach dem Diagramm $U_a = f(U_e)$ und $P_a = f(U_e)$ ist für Vollaussteuerung, d. h. für eine Ausgangsleistung $P_a = 1,4 \text{ W}$, entsprechend einer Ausgangsspannung $U_a = 3,35 \text{ V}$ an $R_L = 8 \Omega$ eine Eingangsspannung von $U_e = 52 \text{ mV}$ erforderlich (Bild 6). Mit dem gemessenen Eingangswiderstand des Verstärkers von $R_e \approx 400 \Omega$ erhält man die Eingangsleistung

$$P_e = \frac{U_e^2}{R_e} = 6,7 \cdot 10^{-8} \text{ W} = 6,7 \mu\text{W}$$

Die Leistungsverstärkung beträgt dann

$$V_p = \frac{P_a}{P_e} = 2,1 \cdot 10^8 \approx 53 \text{ dB}$$

Bild 6 zeigt noch die gute Linearität der Verstärkung.

2. Wirkungsgrad

Bei Vollaussteuerung beträgt der aufgenommene Strom $I_{ges} = 225 \text{ mA}$. Bei der Batterie-

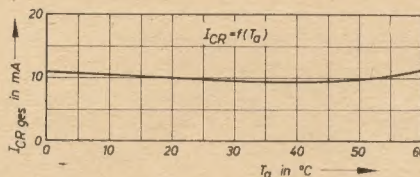


Bild 9: Temperaturverhalten

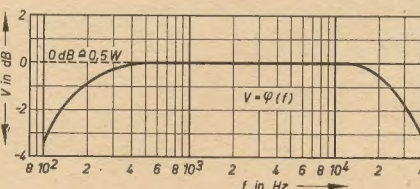


Bild 10: Frequenzgang

spannung $U_o = 9 \text{ V}$ ergibt sich die aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_o = U_o \cdot I_{ges} = 2,0 \text{ W}$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_a}{P_o} = 0,70 = 70 \%$$

Den Verlauf der Gleichstromleistung, Ausgangsleistung, Verlustleistung und des Wirkungsgrades über der Aussteuerung zeigt Bild 7.

3. Klirrfaktor

Bild 8 gibt den Klirrfaktor K_{ges} in Abhängigkeit von der Ausgangsleistung für die Frequenzen 800 Hz und 5000 Hz an. Danach beträgt der Klirrfaktor für

1 W Ausgangsleistung 3,0% (800 Hz) und 3,6% (5000 Hz)

1,4 W Ausgangsleistung 4,3% (800 Hz) und 5,0% (5000 Hz)

4. Temperaturverhalten

Die Temperaturabhängigkeit des Kollektorstromes I_{CR} für beide Transistoren ist aus Bild 9 zu ersehen. Im Temperaturintervall $0 \dots 60^\circ\text{C}$ beträgt die maximale Änderung $I_{CR} = 2 \text{ mA} \approx 20 \%$.

5. Frequenzgang

Die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz zeigt Bild 10. Bei 3 dB Verstärkungsabfall ergibt sich danach die untere

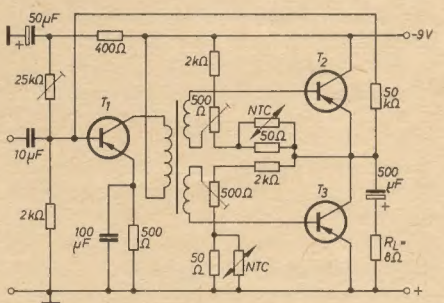


Bild 11: Schaltbild der Endstufe ohne Ausgangstrafo

Grenzfrequenz von 110 Hz und die obere von 40 kHz. Während die untere Grenzfrequenz nur durch die verwendeten Koppelglieder (Kondensatoren und Transformatoren) bestimmt wird, ist die verhältnismäßig hohe obere Grenzfrequenz durch die Grenzfrequenz der verwendeten Transistoren festgelegt.

Gegentakt-B-Verstärker ohne Ausgangsübertrager

Allgemeines

Bei hochwertigen Verstärkern werden in zunehmendem Maße eisenlose Endstufen eingesetzt. Der Wegfall des Ausgangsrafs bringt neben der Gewichts- und Raumeinsparung noch folgende Vorteile:

Keine linearen und nichtlinearen Verzerrungen durch den Ausgangstrafo.

Keine Trafoverluste, die bei kleinen Verstärkern bis zu 30% betragen können.

Die Anwendungsmöglichkeit einer wirksameren Gegenkopplung infolge des Fortfalls unübersichtlicher Phasendrehungen durch den Transformator.

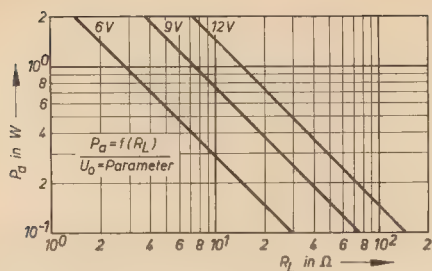


Bild 12: Ausgangsleistung als Funktion des Lastwiderstandes

Von den möglichen Schaltungsvarianten soll hier nur die Schaltung nach Bild 11 untersucht werden, bei der nur eine Batterie verwendet wird und der Lastwiderstand über einen hinreichend großen Koppelkondensator angeschlossen wird. Die beiden Transistoren sind dabei gleichstrommäßig in Reihe, wechselstrommäßig aber parallel geschaltet.

Ausgangsleistung und Lastwiderstand

Bei gegebenen Grenzwerten des Transistors ist die verfügbare Ausgangsleistung des Gegentaktverstärkers in erster Linie von der aussteuerbaren Spannung und vom Lastwiderstand R_L abhängig.

$$P_a = \frac{(U_o - 2 U_{CE0})^2}{8 R_L}$$

oder

$$R_L = \frac{(U_o - 2 U_{CE0})^2}{8 P_a} \quad (1)$$

U_o = Batteriespannung

U_{CE0} = Kollektorruhestromspannung

Dabei darf aber der maximal zulässige Kollektorstrom $I_{C \max}$ nicht überschritten werden, d. h., es muß gelten:

$$I_{C \max} - I_{CR} = \frac{U_o - U_{CE0}}{2 R_L}$$

oder

$$R_L \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CE0}}{I_{C \max} - I_{CR}} \quad (2)$$

I_{CR} = Kollektorruhestrom

Schließlich gilt noch bei Berücksichtigung der maximalen Verlustleistung $P_{V \max}$ die Bedingung

$$R_L \geq \frac{1}{4} \cdot \frac{U_o^2}{\pi^2 P_{V \max}} \quad (3)$$

Da die drei Beziehungen für den Lastwiderstand R_L unterschiedliche Werte liefern, ist zur Vermeidung einer Überlastung der Transistoren in bezug auf Kollektorspannung, Kollektorstrom und Verlustleistung der größte Wert für R_L zu wählen. Für die Grenzdaten des Transistors GC 301 ergibt sich dieser aus der Gleichung (2).

Mit

$$R_L \geq \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CE0}}{I_{C \max} - I_{CR}}$$

erhält man dann die maximale Ausgangsleistung der Gegentaktendstufe

$$P_a = \frac{1}{4} (U_o - 2 U_{CE0}) (I_{C \max} - I_{CR})$$

Für den Transistor GC 301 zeigt Bild 12 die maximale Ausgangsleistung als Funktion des Lastwiderstandes für verschiedene Betriebsspannungen.

Dimensionierung

Der Kollektorruhestrom je Transistor soll 1 % des maximalen Kollektorstromes betragen.

$$I_{CR} = 0,01 \cdot I_{C \max} = 5 \text{ mA}$$

Mit einer Batteriespannung $U_o = 9 \text{ V}$ und dem maximalen Kollektorstrom $I_{C \max} = 0,5 \text{ A}$ erhält man die maximale Ausgangsleistung der Gegentaktendstufe.

$$P_a = \frac{1}{4} (U_o - 2 U_{CE0}) (I_{C \max} - I_{CR})$$

$$P_a = 0,96 \text{ W}$$

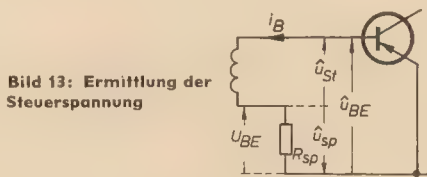


Bild 13: Ermittlung der Steuerspannung

Der Lastwiderstand beträgt dabei

$$R_L = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_o - U_{CE0}}{I_{C \max} - I_{CR}} \approx 8 \Omega$$

Kollektorspitzenstrom

$$I_c \approx \frac{U_o - 2 U_{CE0}}{2 R_L} = 0,486 \text{ A}$$

Kollektorspitzenspannung

$$U_c = \frac{U_o}{2} - U_{CE0} = 3,9 \text{ V}$$

Mit der Stromverstärkung $B = 50$ ergibt sich der Basispitzenstrom

$$I_B = \frac{I_c}{B} \approx 10 \text{ mA}$$

Aus dem Kennlinienfeld entnimmt man die dazugehörige Basispitzenspannung

$$U_{BE} = 0,4 \text{ V}$$

Treiberstufe mit dem Transistor GC 116

Zur Bestimmung der erforderlichen Steuerspannung U_{St} dient Bild 13.

Ist

$$U_{BE} = \text{Basis-Emitter-Spitzenspannung} = 0,4 \text{ V}$$

$$U_{BE} = \text{Basis-Emitter-Gleichspannung zur Einstellung des Kollektorruhestromes} = 0,15 \text{ V}$$

$$U_{sp} = \text{Spitzenspannung am Spannungsteilerwiderstand } (R_{sp} \approx 30 \Omega) = 0,30 \text{ V} \quad (T_a = 0^\circ \text{C})$$

so ergibt sich der Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{St} = U_{BE} - U_{BE} + U_{sp} = 0,55 \text{ V}$$

Der sekundäre Lastwiderstand des Treibertrafos ist dann bei Vollaussteuerung

$$R_s = \frac{U_{St}}{I_B} = 55 \Omega$$

und die Steuerleistung

$$P_{St} = \frac{U_{St} \cdot I_B}{2} = 2,75 \text{ mW}$$

Für eine untere Grenzfrequenz $f_u = 100 \text{ Hz}$ beträgt dann die Sekundärinduktivität

$$L_s = \frac{R_s}{\omega} \approx 0,087 \text{ H}$$

Für den Treibertrafo wurde ein M 30-Kern, D1-Blech gewählt. Zur Verminderung der Vormagnetisierung wurden 50 % der Bleche gleichsinnig geschichtet (Luftpalt 0,2 mm). Der A_L -Wert beträgt damit $0,7 \cdot 10^{-6} \text{ H/W}^2$. Mit der berechneten sekundären Windungszahl $w_s = 350$ und dem Drahtdurchmesser $d_s = 0,18 \text{ mm}$ ergibt sich der ohmsche Widerstand der Sekundärwicklung $r_s = 12,7 \Omega$. Somit ist der Übertragerwirkungsgrad

$$\eta = \frac{R_s}{R_s + r_s} = 0,79$$

und das Übersetzungsverhältnis des Treiberübertragers

$$\ddot{u} = \frac{\eta}{3,8 - 1,2 \eta} \cdot \frac{U_o - (U_E + U_{CE0})}{U_{St}} = 4,1$$

Wickelschema von innen nach außen:

I	1440 Wdg. 0,12 CuL
II	350 Wdg. 0,18 CuL
III	350 Wdg. 0,18 CuL

Der Kollektorspitzenstrom des Treibertransistors

$$I_{C \text{ Tr}} = \frac{I_B}{2 \ddot{u}} = 1,2 \text{ mA}$$

Zur Vermeidung von Übersteuerungen setzt man den Kollektorgleichstrom um 50 % höher an als den Kollektorspitzenstrom, also

$$I_{C \text{ Tr}} \approx 2 \text{ mA}$$

Weiter ergeben sich noch die Größe des Emitterwiderstandes

$$R_E \approx \frac{U_E}{I_C} = 500 \Omega$$

und der Koppelkondensator zum Lastwiderstand

$$C_K \geq \frac{1}{\omega_u R_L} \geq 200 \mu\text{F} \quad (\text{gewählt } 500 \mu\text{F})$$

Eingangswiderstand und Eingangsspannung

Der Eingangswiderstand der Treiberstufe ohne Gegenkopplung ist

$$R_{eo} = r_b + \frac{U_T}{I_C} \beta = 620 \Omega$$

(mit $\beta = 40$ und $r_b = 100 \Omega$; r_b = innerer Basiswiderstand des Transistors).

Der maximale Basisstrom

$$I_{B \max} = \frac{I_c}{\beta} = 30 \mu\text{A}$$

und die Eingangsspannung für Vollaussteuerung

$$U_{eo} = I_{B \max} \cdot R_{eo} = 18,6 \text{ mV}$$

Gegenkopplung

Zur Linearisierung des Frequenzganges und zum Ausgleich von Verzerrungen ist eine Gegenkopplung vom Ausgang auf die Basis des Treibertransistors vorgesehen. Der Gegenkopplungsfaktor wurde mit $p = 2,5$ gewählt. Damit ändert sich die Eingangsspannung

$$U_{ek} = U_{eo} \cdot p \approx 46 \text{ mV}$$

und der Eingangswiderstand

$$R_{ek} = R_{eo} \cdot \frac{1}{p} \approx 250 \Omega$$

Meßergebnisse

An einem nach dem Schaltbild (Bild 11) aufgebauten Mustergerät wurden folgende Werte gemessen:

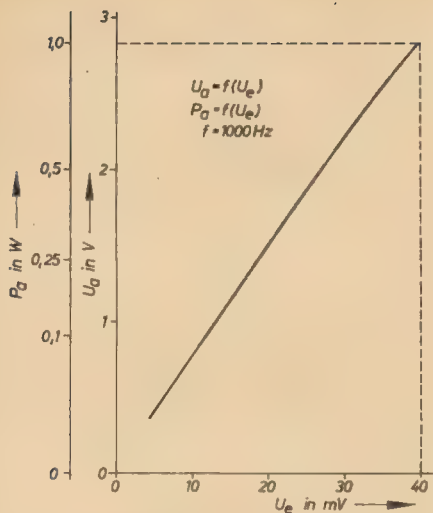


Bild 14: Ausgangsspannung und -leistung als Funktion der Eingangsspannung

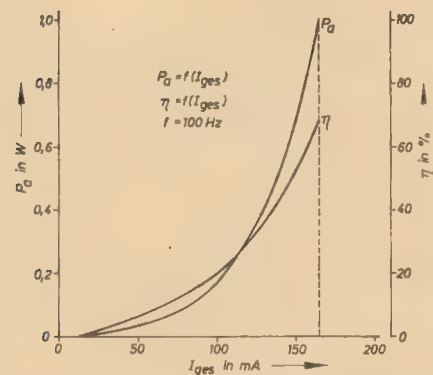


Bild 15: Ausgangsleistung und Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Gesamtstrom

1. Verstärkung

Aus dem Diagramm $U_a = f(U_e)$ und $P_a = f(U_e)$, Bild 14, ergibt sich für Vollaussteuerung ($P_a = 1$ W) eine Eingangsspannung von $U_e = 40$ mV. Der gemessene Eingangswiderstand des Verstärkers beträgt $R_e = 250 \Omega$ und die Eingangsleistung

$$P_e = \frac{U_e^2}{R_e} = 6,4 \mu\text{W}$$

Die Leistungsverstärkung ist dann

$$V_p = \frac{P_a}{P_e} = 1,56 \cdot 10^5 \approx 52 \text{ dB}$$

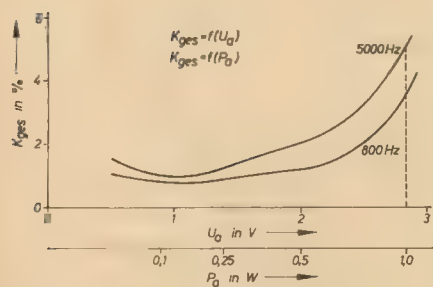


Bild 16: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsleistung

	Gegentakt-B-Endstufe (1)	Gegentakt-B-Endstufe ohne Ausgangstrafo (2)
Batteriespannung U_0	9 V	9 V
max. Ausgangsleistung $P_{a \max}$	1,4 W	1,0 W
Wirkungsgrad	70 %	68 %
Leistungsverstärkung $V_{p \max}$	53 dB	52 dB
Eingangswiderstand R_e	400 Ω	250 Ω
Klirrfaktor K_{ges} (800 Hz)	4,3 %	3,5 %
Klirrfaktor K_{ges} (5000 Hz)	5,0 %	5,0 %
untere Grenzfrequenz f_u	110 Hz	80 Hz
obere Grenzfrequenz f_o	40 kHz	25 kHz

2. Wirkungsgrad

Der Effektivwert des aufgenommenen Gleichstromes beträgt bei Vollaussteuerung $I_{ges} = 165$ mA (Bild 15). Mit der Batteriespannung $U_0 = 9$ V erhält man die aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_0 = U_0 \cdot I_{ges} = 1,48 \text{ W}$$

und den Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{P_a}{P_0} = 0,68 \approx 68 \%$$

3. Klirrfaktor

Die Abhängigkeit des Klirrfaktors K_{ges} von der Ausgangsspannung und -leistung zeigt Bild 16. Bei halber maximaler Ausgangsleistung beträgt somit der Klirrfaktor 1,2 % (800 Hz) und 2 % (5000 Hz), während er bei voller Aussteuerung ($P_a = 1$ W) auf 3,5 % (800 Hz) und 5 % (5000 Hz) ansteigt.

4. Frequenzgang

Bild 17 gibt die Abhängigkeit der Verstärkung von der Frequenz an. Bei 3 dB Verstärkungsabfall an den Bandenden beträgt die untere Grenzfrequenz 80 Hz, die obere Grenzfrequenz 25 kHz.

5. Temperaturverhalten

Die Abhängigkeit des Kollektorruhestromes I_{CR} von der Umgebungstemperatur zeigt Bild 18. Die maximale Änderung im Temperaturbereich 10 ... 50 °C beträgt $\Delta I_{CR} = 3$ mA ≈ 33 %.

Zusammenfassung

Es wurde der Einsatz des Germaniumtransistors GC 301 in Gegentakt-B-Endstufen behandelt und der Rechengang für zwei Verstärkerschaltungen (Gegentakt-B-Endstufe und Gegentakt-B-Endstufe ohne Ausgangstrafo) kurz aufgezeigt. Die an zwei Mustergeräten gemessenen Werte entsprechen weitgehend den Rechenwerten. Die gegenüber der Rechnung etwas höhere gemessene Ausgangsleistung ist auf eine größere Spannungsaussteuerung zurückzuführen, d. h., die Kollektorruhestromspannung U_{CE0} der verwendeten Transistoren war kleiner als der im Kenndatenblatt angegebene Wert von 0,6 V.

Die obestehende Tabelle zeigt eine Zusammenstellung der wichtigsten Meßwerte beider Verstärkertypen.

Die kleinere Ausgangsleistung des Verstärkers ohne Ausgangstrafo ist eine Folge der Spannungsteilung der Batteriespannung an beiden Transistoren. Bei gleicher Batteriespannung müßte für dieselbe Ausgangsleistung der Kollektorstrom doppelt so groß gewählt werden.

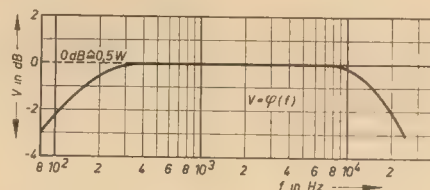


Bild 17: Frequenzgang

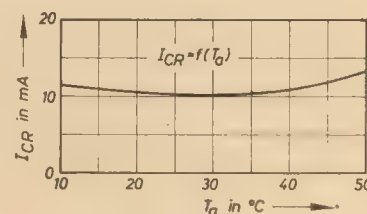


Bild 18: Temperaturverhalten

Dabei würde aber der maximal zulässige Wert des Kollektorstromes wesentlich überschritten werden.

Die höhere obere Grenzfrequenz von Verstärker (1) ist auf die höhere Grenzfrequenz der Transistoren zurückzuführen.

Das Untersuchungsergebnis demonstriert die gute Eignung des Transistors GC 301 für Endstufen mittlerer Leistung, wie sie vor allem in tragbaren Geräten aller Art verwendet werden und bei denen bei mäßiger Batteriebelastung eine Ausgangsleistung von etwa 1 W gefordert wird.

Die Lücke in der Transistorreihe zwischen dem OC 821 (neue Bezeichnung GC 121) und dem Transistor OC 831 (neue Bezeichnung GD 110) ist damit geschlossen.

Literatur

- [1] Schröder, R.: Elektrische Nachrichtentechnik, Bd. 2. Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
- [2] Belter, K.: Einiges über Gegentakt-B-Verstärker. radio und fernsehen 12 (1963) H. 7 S. 209—213
- [3] Höringer, Cl.: Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren OC 831. radio und fernsehen 11 (1962) H. 11 S. 342—344 und H. 12 S. 368—371
- [4] Rathmann, K.: Probleme der eisenlosen Endstufe. radio und fernsehen 11 (1962) H. 24 S. 770—773 und 12 (1963) H. 1 S. 20—22 und H. 2 S. 56—59

Primärelemente und -batterien für tragbare elektronische Geräte

JOACHIM ZIEKE

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik WIB Dresden

Zahlreiche Aufgaben in Naturwissenschaft und Technik erfordern den netzunabhängigen Einsatz tragbarer elektronischer Geräte. Dabei gibt es Fälle, in denen die Speisung derartiger Geräte mit Primärelementen oder -batterien besonders zweckmäßig ist.

In einer früheren Veröffentlichung [1] wurden unter anderem einige Eigenschaften von Primärelementen und -batterien bekanntgegeben, die sich bei der Auswahl und Prüfung für die Bestückung tragbarer Meßgeräte ergaben. Während der letzten Jahre erfolgten Untersuchungen der in die engere Wahl gezogenen Ausführungen verschiedener, auch ausländischer Fabrikate. Im folgenden werden die daraus resultierenden Ergebnisse bekanntgegeben und erläutert.

Herstellerangaben

Tabelle 1 zeigt die wichtigsten Angaben einiger Hersteller. Die zur Verfügung stehenden Daten sind leider in einigen Fällen unvollständig, so daß die Auswahl der geeigneten Typen Schwierigkeiten bereitet. Daraus ergab sich die Notwendigkeit, eingehende Prüfungen selbst durchzuführen.

Die eingeklammerten Typenbezeichnungen in Tabelle 1 stellen die Originalbezeichnungen der geprüften Ausführungen dar. Bei einigen deutschen Typen sind verschiedene Herstellerangaben dem aus entsprechenden Vorschriften entnommenen Mindestwert gegenübergestellt. Die errechneten Werte für Kapazitäten und Arbeitsvermögen¹⁾ sind bei den Mangan-dioxid-Zink-Elementen auf eine mittlere Entladespannung von 1,25 V und bei den Quecksilberoxid-Zink-Elementen auf 1,2 V bezogen.

Der Forderung nach zweckmäßigen Ausführungen für bestimmte Anwendungsfälle wurden die Hersteller dadurch gerecht, daß sie aus den bisher bekannten Primärelementen getrennte Ausführungsarten für Beleuchtungszwecke und zur Speisung elektronischer Geräte entwickelten [2] [3]. Bei den hier durchgeführten Untersuchungen wurden in erster Linie die letzteren berücksichtigt.

Die in Tabelle 1 enthaltenen Stabelemente erfüllen die wichtige Forderung nach der Austauschbarkeit und Lieferbarkeit fast ideal durch international genormte Abmessungen und Bezugsmöglichkeiten in fast allen Ländern der Welt [2] [4]. Auch die internationale Bezeichnung mit den Kurzzeichen der IEC-Empfehlung 86 hat sich in den letzten Jahren in vielen Ländern neben den bisherigen Typenbezeichnungen durchgesetzt.

Man kann Primärelemente nicht in allen Fällen als gas- und flüssigkeitsdicht bezeichnen. Der vorwiegend verwendete äußere Zinkbecher wird bei starker Dauerentladung oder Kurzschlüssen durch die dabei entstehenden Reaktionsprodukte erheblich angegriffen. Die

Pappumhüllung verhindert den Austritt aggressiver Stoffe nicht. Es kann dann vorkommen, daß solche Elemente aufquellen oder auslaufen. Aus diesen Gründen sind verschiedene Hersteller dazu übergegangen, sog. „lecksichere“ oder „Leak-Proof“-Ausführungen herzustellen. Die Hersteller geben neben der erreichten Lecksicherheit und der damit verbundenen Betriebssicherheit eine wesentlich verbesserte Lagerfähigkeit bis zu zwei Jahren an [2]. Diese soll durch Verhinderung des Luftzutritts und der dadurch bedingten Verringerung der Austrocknungs- und Selbstentladungseffekte zustande kommen [2] [3] [4]. Über die Notwendigkeit der Ummantelung, die von einzelnen Firmen angewendet wird, existieren verschiedene Meinungen. Die Verbraucher sind aber im wesentlichen nur daran interessiert, daß vom Hersteller die besseren Eigenschaften dieser Elemente ohne Beeinträchtigung der anderen guten Eigenschaften garantiert werden. Wie dies erreicht wird, ist für den Verbraucher von untergeordneter Bedeutung.

Untersuchungsmethoden

Zur Ergänzung der Herstellerangaben sind in den vergangenen Jahren zahlreiche Untersuchungen durchgeführt worden. Dabei wurden einige Methoden angewendet, die teilweise von den allgemein üblichen abweichen. Damit die Untersuchungsergebnisse richtig eingeschätzt werden können, soll kurz auf die Besonderheiten eingegangen werden.

Belastungsart

Außer der Wahl zwischen intermittierender und kontinuierlicher Belastung kann die Entladung mit einem konstanten Strom oder durch Anschluß eines konstanten Widerstandes erfolgen. Die kontinuierliche Entladung (Dauerentladung) stellt bei Primärelementen keine gute Voraussetzung für den Vergleich verschiedener Ausführungen dar [5]. Sie wurde aber generell angewendet, da sie den härtesten Prüfbedingungen für tragbare Meßgeräte entspricht. Die Belastung erfolgte durch konstante Widerstände. Diese Belastungsart ist einfach und entspricht vielen Anwendungsfällen.

Entladeschlußspannung

Abweichend von einigen bestehenden Vorschriften wurde die Entladeschlußspannung auf 1,0 V festgelegt. Dafür waren folgende Gründe maßgebend:

1. Die Ergebnisse sollen einen gewissen Vergleich von Primär- und Sekundärelementen zulassen. Für gasdichte NK-Akkumulatoren z. B. liegt die Entladeschlußspannung bei 1,1 V. Läßt man stark unterschiedliche Entladeschlußspannungen zu, was für den Einsatz im Gerät nicht zutrifft, ist ein Vergleich nicht mehr möglich.

2. Geräte, in denen Elektronenröhren aus galvanischen Elementen gespeist werden, arbeiten meistens nur bis zu der Spannung von 1,0 V.

Aus diesen und weiteren Gründen wird eine Entladeschlußspannung gefordert, die maximal 10%, möglichst aber nur 5% unter der mittleren Entladespannung liegt. Diese Forderung ist bei Primärelementen ökonomisch nicht vertretbar. Die festgelegte Entladeschlußspannung von 1,0 V stellt einen Kompromiß dar, indem sie etwa 20% unter der mittleren Entladespannung liegt. Abgesehen von den bereits genannten Gründen würde eine weitere Entladung in den meisten Fällen auch nur eine scheinbar bessere Ausnutzung der Primärelemente vortäuschen. In diesen Fällen wird der Arbeitsspannungsbereich so groß, daß Vorwiderstände oder Regler eingesetzt werden müssen. Diese verbrauchen während des überwiegenden Teils der Betriebszeit Leistung, verschlechtern damit die Gesamtleistungsbilanz des Gerätes und setzen durch die unter Umständen notwendigen Regler den Bedienungskomfort herab.

Damit wird auch der Weg gezeigt, der beschritten werden muß, wenn man die Primärelemente bezüglich ihrer Leistungsfähigkeit noch verbessern will. Die gewünschte Leistungserhöhung muß innerhalb eines möglichst engen Spannungsbereiches liegen. Eine allgemeine Erhöhung der Spannungslage würde wenig nützen.

Temperaturtest

Zur Ermittlung der Abhängigkeit der Arbeitsspannung von Temperatur und Belastung

¹⁾ Das Arbeitsvermögen ist definiert als Produkt aus Nennspannung und Kapazität (nach Angaben der Hersteller) bzw. aus mittlerer Entladespannung und Kapazität bei +20 °C (nach eigenen Untersuchungen).

Tabelle 1: Herstellerangaben

Bezeichnung	Hersteller	Kurzzeichen nach IEC-Emp- fehlung 86	Breite/Durch- messer	Höhe (Länge)	Masse	Nenn- spannung	Entlade- widerstand	tgl. Entlade- dauer	Entladeschluß- spannung	Betriebsdauer	Nennkapazität	Betriebsdauer nach Lagerung in Monaten		Volumen ⁴⁾	Nenn-Arbeits- vermögen ⁵⁾	Bemerkungen
			in mm									in h	in cm ³			
Stabelement 1,6-ΦMII-y-3,2 (1,6-Φ-3,2)	UdSSR		34	64	105	1,6	10		0,7	32	3,2	6 12			4	Kapazi- tät bei -40°C 0,3 Ah
Stabelement 1 DMNOSZ 97 (1 DMSZ 97)	AKKU Ungarn		33 ± 0,5		97			30	0,6	13/40	3,41				4,26	
Stab- ele- ment 140	Bateria ČSSR	Heizelement für Rundfunkempfänger		61 ± 1			5			12	3 ⁴⁾				3,75	
		Stabelement für Transistorgeräte			92		75			90	1,5 ⁴⁾				1,88	
Heizelement EJT TGL 7487 (Heizelement 650)	BAE ³⁾ DDR		33 ± 1	61/63	100	1,5		30	0,9	18	4,5 ⁴⁾		54		5,63	
							5	240	1,1	4	1 ⁴⁾	6 3			1,25	⁵⁾
Stab- ele- ment EJT DIN 40850	Pertrix DBR	Stabelement für Beleuchtung (L.-Pr.-Monoz. 212)			97			30	0,75	11	2,75 ⁴⁾	6 10			3,44	⁵⁾
		Heizelement (Sp.-Radio-Heizz. 231)		60/63	90							6 7				
		Heizelement (L.-Pr.-Sp.-R.- Heizz. 232)			97		5,6	120	1,0	8	1,8 ⁴⁾	24 7			2,24	
Stabelement 1,3-ΦMII-0,25 (ΦIC — 1,5)	UdSSR		R 10	21,1	37,5	22	1,3 (1,5)	150 mA		0,6	0,25	4 0,17 Ah		12	0,312	
Stabelement ECT ¹⁾ TGL 7487 (Stabelement 202)			R 10	21 ± 0,7	35/37	20		5	5	0,75	1,5	0,375 ⁴⁾	6 1,25		0,45	⁵⁾
Heizelement EAaT TGL 7487 (Heizelement 231)	BAE ³⁾ DDR		R 6		47,3	15	1,5	50		20	0,5 ⁴⁾			7,7	0,63	
				14 ± 0,2	50,5					27	0,68 ⁴⁾				0,85	
Stabelement EAbt ³⁾ TGL 7487 (Stabelement 200)			R 3		22	7		300	480	0,9	60	0,25 ⁴⁾		3,9	0,31	⁵⁾
					25,3					68	0,28 ⁴⁾				0,355	
HgO-Zn-Element KP 1	CLA ³⁾ Polen			26	8,5	15	1,34	50		0,9	1			4,5	1,25	
HgO-Zn-Element KM 1		(MR 7)		15,5	15	12					0,8			2,8	1	
Heizbatterie BJaT 6 ³⁾ TGL 7487	BAE ³⁾ DDR	(4R 25)	67	99 (67)	650	6		60 240	5	50	4,2 ⁴⁾	6 40		445	20,8	⁵⁾
								20 30	(1,25) Z	15	3,8 ⁴⁾				18,75	
Batterie 21-ΠΙΜΙΓ-0,05 (21-II-0,05)	UdSSR			26	70 (15)	32	21	14 k		14	0,05	4 0,03		27,3	0,94	
Batterie BP 1121/22 TGL 3920 (Hörbatt. 304)	BAE ³⁾ DDR	15F 20	20 ± 0,5	45,5 ± 1 50 ± 1 (15 ± 0,5)	35					192	0,08 ⁴⁾	6 155		19	1,5	⁵⁾
Batterie BP 1121/22 DIN 40851 (Mikrod.-An. 72)	Pertrix DBR	15F 20	25 ± 0,5		29	22,5	45 k	480	15	180	0,075 ⁴⁾	6 160		20	1,4	⁵⁾

¹⁾ Liefermöglichkeit nur nach Sondervereinbarung ²⁾ Nur für Ersatzbedarf — nicht für Neukonstruktionen ³⁾ BAE = VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik, CLA = Centrale Laboratorium Akumulatorow i Ogniwo, Poznan ⁴⁾ Errechnete Werte ⁵⁾ Eigenschaften nach TGL 6245 Aug. 60 ⁶⁾ Eigenschaften nach VDE 0807/4.56.

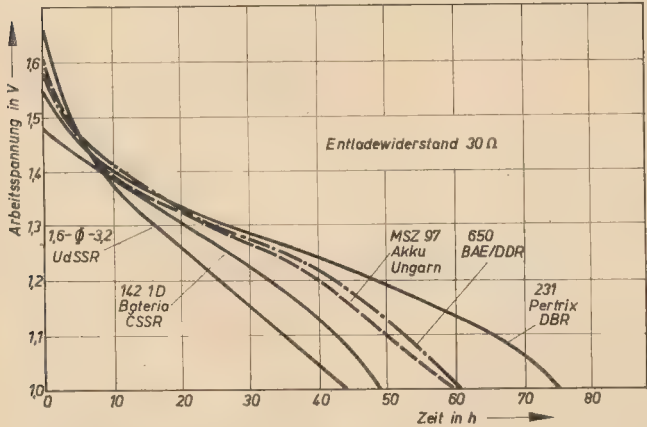


Bild 1: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener Stabelemente R 20 bei + 20 °C

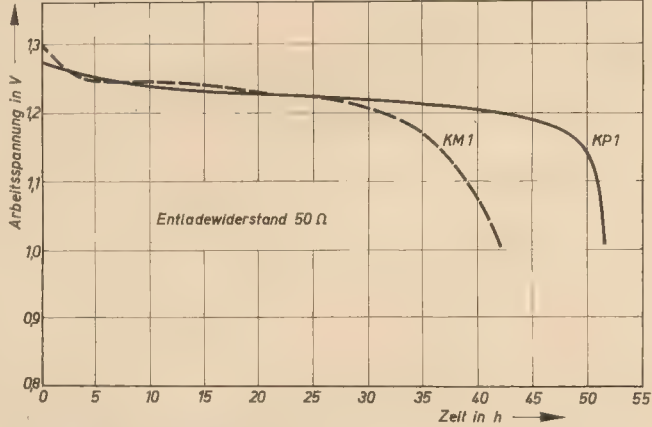


Bild 2: Mittlere Entladecharakteristiken der polnischen HgO-Zn-Elemente KP 1 und KM 1 bei + 20 °C

Tabelle 2: Untersuchungsergebnisse

Bezeichnung	Hersteller	Kurzzeichen nach IEC- Empfehlung 86	Herstellungs- datum in Woche und Jahr	Leerlauf- spannung in V	mittlere Entlade- spannung in V	Entlade- widerstand in Ω	Kapazität bei + 20 °C in Ah	Kapazität bei tiefen Tempera- turen in °C in Ah	Kapazität bei hohen Tempera- turen in °C in Ah	Temperatur- koeffizient in $\frac{1}{100}/^{\circ}\text{C}$	Restkapazität nach Lage- rung in Mo- naten in %	Arbeits- vermögen in Wh					
Stabelement 1,6- Φ -3,2	UdSSR	R 20	27 ... 30 1959	1,71	1,28	30	1,85	— 30 0,71	+ 40 2,56	(1,2)	12 69	2,37					
Stabelement 1-D-MSZ-97	Akku Ungarn		51 1960	1,61	1,27		2,54	— 20 0,75					6 84	12 70	3,22		
Stabelement	China		1958	1,57	1,23		1,6										
Stabelement	Jugoslawien		8 1961	1,56	1,26		1,94	— 20 0,24								+ 40 2,62	2,45
Heizelement 5044	Bateria ČSSR		40 1960	1,58	1,23		1,52	\pm 0 1,21									1,87
Tieftemperatur- element 142			9 1960	1,48	1,28		2,07	— 30 0,59									
Heizelement 650	BAE DDR		34 1961	1,58	1,27		2,57	— 30 0,17						+ 40 3,5	6 98	3,28	
			8/13 1964	1,72	1,31		3,25	— 20 1,04						+ 40 5,1	1,6	6 90	4,25
Leak-Proof-Mono- zelle 212	Pertrix DBR		1957	1,5	1,24		1,53	— 30 0,19						+ 40 4,48	10 80	1,9	
Spezial-Radio-Heiz- zelle 231				1,58	1,26		3,12	— 30 0,11						+ 40 4,3	0,9	3,93	
L.-Pr.-Sp.-Radio- Heizzelle 232				1,62	1,25		3,33	— 30 0						+ 40 4,75	0,3	12 93	4,17
Stabelement ЭДC-1,5	UdSSR	R 10	1958	1,58	1,21	55	0,26							4,4		0,32	
Stabelement 202				1,55	1,15		0,198	— 20 0,044	+ 40 0,3	6 0	0,23						
Stabelement 231	BAE DDR	R 6	27 ... 33 1959	1,45	1,21	150	0,33	— 30 0,1						0,4			
Stabelement 200		R 3			1,18	500	0,16				3 90			0,19			
HgO-Zn-Element KP 1	CLA Polen		1958	1,35	1,21	50	1,28					1,55					
HgO-Zn-Element KM 1		(MR 7)	6 1960	1,35	1,22	50	1,03					1,26					
Heizbatterie BJaT 6	BAE DDR	(4 R 25)	27 ... 33 1959	6,4	4,88	60	4,56				6 93	22,3					
Batterie 21-II-0,05	UdSSR		27 ... 30 1959	22,5	17,54	14 k	0,059	— 30 0,01	+ 40 0,076		8 96	1,03					
Hörbatterie 304	BAE DDR	15 F 20	26 1957		17,8	22,5 k	0,027	— 30 0,005	+ 40 0,065	1,9	3 88,7	0,48					
Mikrodyn-Anode 72	Pertrix DBR	15 F 20	1957		24,6		17,2	0,102	— 30 0,007	+ 40 0,112	1,7	6 77	1,75				

wurden Temperaturtests durchgeführt. Dabei wurden die Prüflinge auf etwa -35°C abgekühlt und dann bei wechselnder Belastung wieder langsam und möglichst kontinuierlich erwärmt. Gleichzeitig registrierte ein spezieller Schreiber den Verlauf der Arbeitsspannung bei den gewählten Belastungen. Der genauere Ablauf dieses Tests wurde bereits beschrieben [1]. Aus den Ergebnissen dieser Tests wurde der in der Tabelle angegebene mittlere Temperaturkoeffizient der Arbeitsspannung errechnet.

Untersuchungsergebnisse

Die in Zahlenwerten erfaßbaren Untersuchungsergebnisse sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. Die Kapazitätsangaben beziehen sich auf die festgelegte Entladeschlußspannung von 1,0 V je Zelle. Die nach der Lagerung (in Monaten) noch vorhandene Restkapazität ist in Prozent angegeben und auf die Frischkapazität bei $+20^{\circ}\text{C}$ der jeweiligen Ausführung bezogen.

Von den zahlreichen Kurven, die sich bei den

Prüfungen ergaben, zeigen die folgenden das typische Verhalten und ermöglichen Vergleiche der verschiedenen Ausführungen.

Entladecharakteristiken

Bild 1 stellt den Verlauf der Entladespannung in Abhängigkeit von der Zeit für verschiedene Stabelemente R 20 dar. Das sowjetische Stabelement 1,6- Φ -3,2 fällt durch eine hohe Anfangsspannung auf. Diese kann bei Verwendung des Elementes für die Heizung von Elektronenröhren in den ersten Einschaltminuten

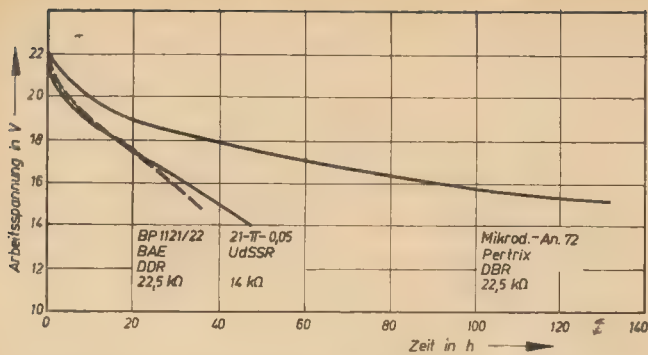


Bild 3: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener 22,5-V-Batterien bei +20°C

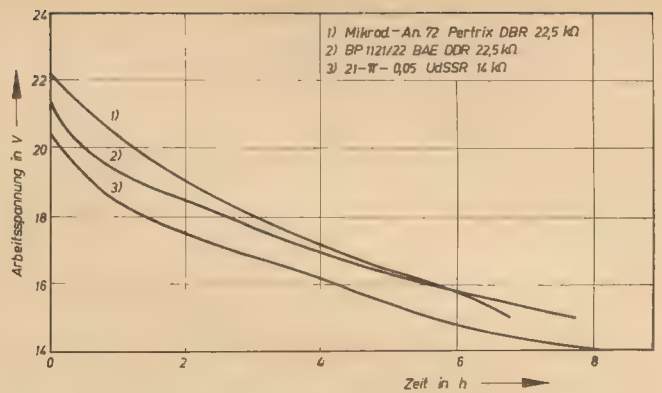


Bild 7: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener 22,5-V-Batterien bei -30°C

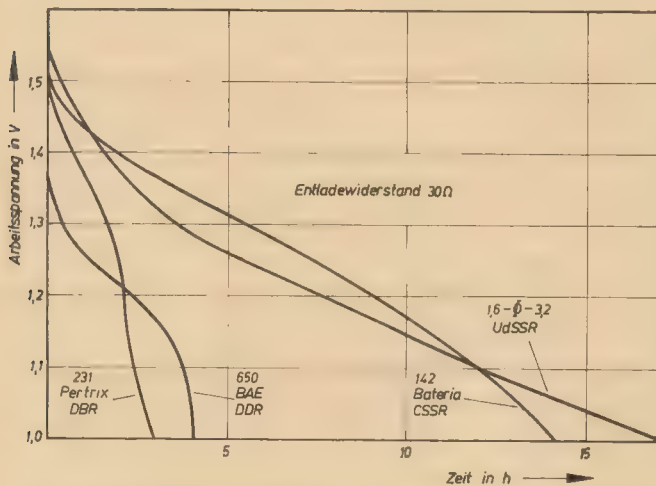


Bild 4: Mittlere Entladecharakteristiken verschiedener Stabelemente R 20 bei -30°C

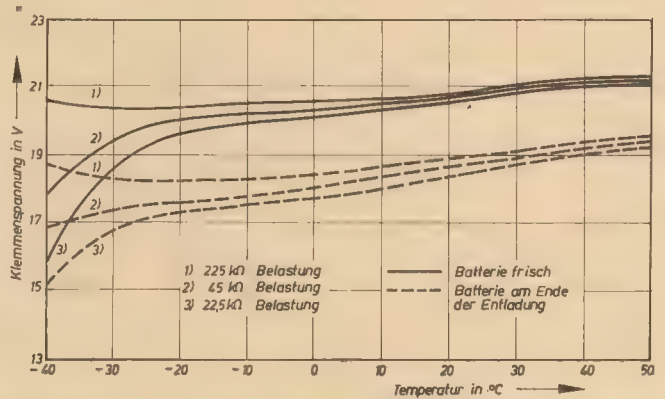


Bild 8: Temperaturtest der 22,5-V-Batterie BP 1121/22 (BAE, 304)

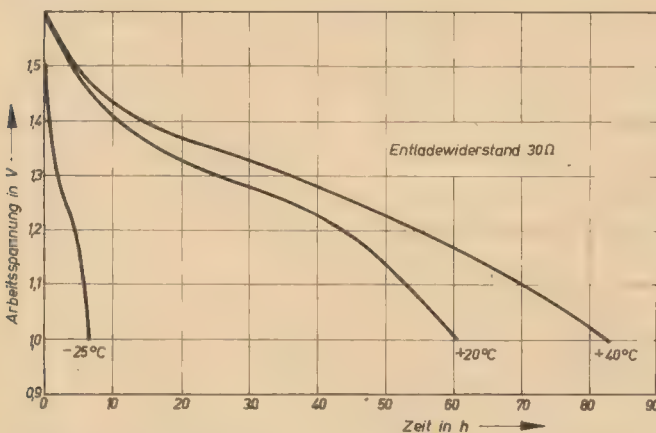


Bild 5: Mittlere Entladecharakteristiken des Heizelementes EJT (BAE 650) bei verschiedenen Temperaturen

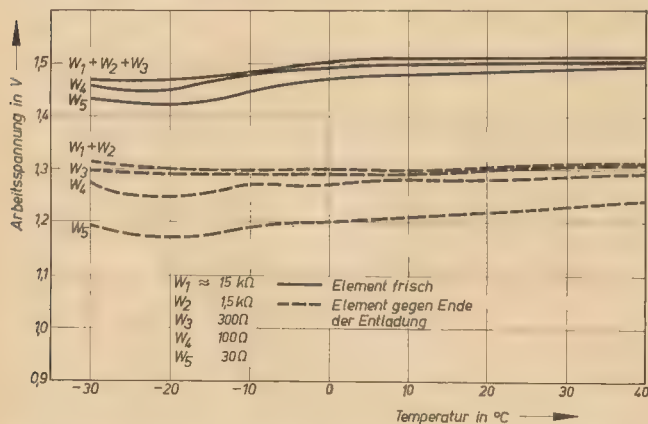


Bild 6: Temperaturtest der Spezial-Radio-Heizzelle EJT (Pertrix, 231)

zu starken und unzulässigen Überlastungen führen.

Um diese Gefahr mit Sicherheit zu beseitigen, wurden in den deutschen TGL- bzw. VDE-Vorschriften die bekannten Überspannungsprüfungen aufgenommen. Die Ergebnisse der deutschen Erzeugnisse bestätigen die Einhaltung dieser Vorschriften.

Die hohen Kapazitätswerte bei den neueren BAE-Heizelementen 650 und den Pertrix-Spezial-Radio-Heizzellen ergeben sich durch die verbesserte Entladecharakteristik.

Den bekannten vorteilhaften Verlauf der Arbeitsspannung bei der Entladung von Quecksilberoxid-Zink-Elementen zeigen auch die polnischen Ausführungen KP 1 und KM 1 (Bild 2). Diese Ergebnisse stimmen im wesentlichen auch mit anderen Literaturangaben überein [6] [7].

Typische Entladecharakteristiken von Primärelementen und -batterien sind auch bei den Entladekurven der 22,5-V-Batterien (Bild 3) zu erkennen. Die Gegenüberstellung der drei Ausführungen zeigt die hervorragende Leistungsfähigkeit der Pertrix-Mikrodyn-Anodenbatterie.

Die gezeigten Entladecharakteristiken bestätigen, daß die Bemühungen um die Verbesserung der Ausführungen entsprechend der vorgesehenen Anwendung einige beachtliche Erfolge brachten. So stehen bei den Primärelementen und -batterien spezielle Typen für Heizzwecke und den Betrieb von Transistorschaltungen [2] zur Verfügung. Für die noch verbleibenden Schaltungen mit Elektronen-

Fortsetzung auf Seite 627

Anzeigeröhren Z 560 M Z 561 M Z 565 M

Die Anzeigeröhren sind mit Edelgas gefüllt und besitzen kalte Reinmetallkatoden. Für jede Ziffer (bei der Z 560 M) bzw. jedes Zeichen (bei der Z 561 M) ist eine in Form dieser Ziffer bzw. des Zeichens ausgebildete Katode vorgesehen. Die Katoden sind übereinander angeordnet. Die Arbeitsweise beruht darauf, daß beim Anlegen einer negativen Spannung an eine der Katoden mit dieser eine Neonglimmentladung gezündet wird. Die Ziffer bzw. das

können mühelos abgelesen werden, indem man mehrere Anzeigeröhren nebeneinander anordnet.

Die Z 561 M

ist eine Zeichenanzeigeröhre (Bild 3) mit den Zeichen W; —; A; ~; +; V; %; Ω. Es leuchtet das Zeichen auf, dessen Katode über

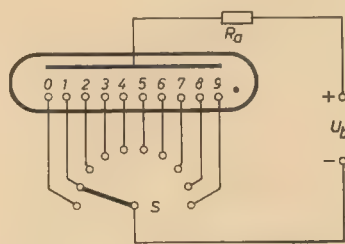


Bild 2: Prinzipschaltbild der Z 560 M

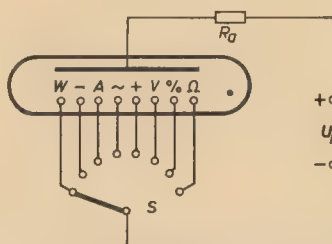


Bild 4: Prinzipschaltbild der Z 561 M

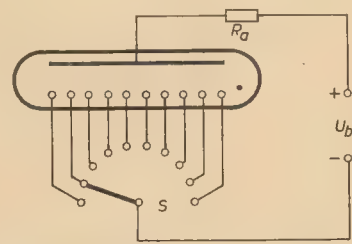


Bild 6: Prinzipschaltbild der Z 565 M

Zeichen erscheint in Leuchtschrift auf der Stirnfläche des Röhrenkolbens.

Bei der Z 565 M sind zehn stabförmige Katoden kreisförmig um die Anode angeordnet. Hier wird an der entsprechenden Katode eine punktförmige Neonglimmentladung gezündet, die von vorn betrachtet als Leuchtpunkt zu sehen ist. Vor die dem Beobachter zugekehrte Stirnseite der Röhre kann eine Schablone mit entsprechend dem Verwendungszweck ausgewählten Aussparungen angebracht werden.

Die Katoden der Röhren sind einzeln herausgeführt, wie es auch die Prinzipschaltbilder erkennen lassen (Bilder 2, 4 und 6). Das Schalten der gewünschten Katode und damit die Auswahl der gewünschten Anzeige kann sowohl mit Hilfe eines mechanischen Schalters als auch mit Röhren bzw. Transistoren erfolgen.

Die Röhren werden nicht geheizt. Ihre Betriebslage kann beliebig gewählt werden.

Die Z 560 M

ist eine Ziffernanzeigeröhre (Bild 1) mit den Ziffern 0 bis 9. Es leuchtet immer die Ziffer auf, deren Katode über den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 2). Die Röhre wird in modernen elektronischen Geräten (z. B. elektronischen Rechenmaschinen, Zähleinrichtungen, digital arbeitenden Meßgeräten) zur Wiedergabe von Zahl- bzw. Meßergebnissen oder Zeitangaben verwendet. Darüber hinaus lassen sich Rufanlagen mit dieser Röhre bequem aufbauen. Mehrstellige Zahlen

den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 4).

Die Röhre wird in den aufgeführten Geräten zur Wiedergabe von Vorzeichen und Symbolen für Meßwerte und Zählergebnisse verwendet.



Bild 1: Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

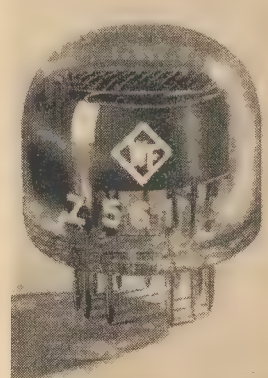


Bild 3: Zeichenanzeigeröhre Z 561 M

Die Z 565 M

ist eine dekadische Anzeigeröhre (Bild 5). Der Leuchtpunkt erscheint in Höhe derjenigen Katode, die über den Sockelstift die negative Spannung zugeführt bekommt (siehe auch Bild 6).

Die Röhre wird vorwiegend zur Anzeige des Schaltzustandes in Hochvakuumröhren- und



Bild 5: Dekadische Anzeigeröhre Z 565 M

Transistorzähldekaden bei hohen Zählfrequenzen verwendet. In mit Dekadenzählröhren kombiniert aufgebauten Geräten wird durch den systemähnlichen Aufbau eine einheitliche Anzeige ermöglicht.

Die Röhren Z 560 M und Z 561 M dürfen bei Wechselspannungsbetrieb in der negativen Halbwelle nicht zünden. Bei aperiodischem Betrieb muß ein Schaltzeitverhältnis von 1 : 500 innerhalb 50 Betriebsstunden je Ziffer bzw. Zeichen gewährleistet sein.

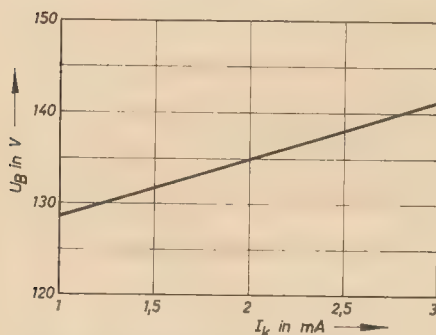


Bild 7: Abhängigkeit der Brennspannung vom Katodenstrom (Z 560 M und Z 561 M)

Bei der Z 565 M ist es für einen einwandfreien Betrieb erforderlich, daß die Spannungsänderungen an den Katoden ($k_0 \dots k_9$) größer als die Differenz zwischen maximaler Anodenzündspannung und minimaler Anodenlöschspannung ($U_{za \max} - U_{a \text{ lösch min}} \geq 40 \text{ V}$) sind. Bei aperiodischem Betrieb soll der mittlere Katodenstrom nicht größer als $100 \mu\text{A}$ sein. Zur Vermeidung größerer Zündspannungsschwankungen durch Beleuchtungsunterschiede ist auf der Innenwand des Kolbens der Z 565 M radioaktives Material (Ring) aufgebracht.

Technische Daten

	Z 560 M	Z 561 M	Z 565 M
Technische Daten			
Gewicht			
Röhrenstandard	13-Stift-Spezialssockel $\approx 14 \text{ p}$ TGL 14557	13-Stift-Spezialssockel $\approx 14 \text{ p}$ TGL 200—8144	13-Stift-Spezialssockel $\approx 22 \text{ p}$ TGL 200—8146
KENNWERTE			
Anodenzündspannung U_z	145 V	145 V	112 V
Anodenbrennspannung U_B	135 V	135 V	0,1 mA
Katodenstrom I_k	2 mA	2 mA	
BETRIEBSWERTE			
Bereitschaftsspannung U_b in V $\pm 10\%$	170 250 300	170 250 300	
Anodenwiderstand R_a in $k\Omega \pm 5\%$	20 62 91	20 62 91	
GRENZWERTE			
Bereitschaftsspannung $U_{b \min}$	160 V	160 V	
max. Anodenzündspannung $U_{za \max}$			140 V
min. Anodenlöschspannung $U_{a \text{ lösch min}}$			100 V
Katodenstrom $I_{k \min}$	1 mA	1 mA	0,05 mA
$I_{k \max}$	2,5 mA	2,5 mA	0,25 mA
Katodenspitzenstrom $i_{k \max}$	10 mA	10 mA	
Integrationszeit t_{max}	1 Periode	1 Periode	
Umgebungstemperatur $t_{\text{Ugb max}}$	+ 75 °C	+ 75 °C	+ 75 °C
$t_{\text{Ugb min}}$	— 60 °C	— 60 °C	— 60 °C

Aus unserer Verlagsproduktion

Ein seit Jahren bewährtes Nachschlagewerk

Beier

Röhrentaschenbuch

Band I, 9. Auflage

656 Seiten, 2000 Sockelschaltungen, 15,— MDN

Band II, 3. Auflage

696 Seiten, 900 Sockelschaltungen, 18,80 MDN

Für den Praktiker der HF-Industrie und des Rundfunk- und Fernsehservice ist das Buch seit seinem Erscheinen ein unentbehrliches Hilfsmittel geworden. Auch der Rundfunkamateure kann das Buch mit großem Nutzen verwenden, da es ihm Hinweise bei der Auswahl der benötigten Röhrentypen gibt.



**VEB
VERLAG
TECHNIK
BERLIN**

radio und fernsehen	Physikalische Grundlagen der Halbleitertechnik (2)	Gr. Ha.1 Blatt 2
		DK 621.315.592
13 (1964) H. 20	Labor- und Berechnungsunterlagen	

1.8. Akzeptor (Bilder 10, 11 und 12)

Dotiert man Germanium mit einem dreiwertigen Element (Indium, Bor), so fehlt je Fremdatom ein Elektron im Kristallgitter. Das fehlende Elektron kann von dem dreiwertigen Element (Akzeptor) aus einem benachbarten Germaniumatom aufgenommen werden. Dabei entsteht dort ein positives Loch, das beim Anlegen eines elektrischen Feldes ähnlich wie bei der Eigenleitung rekombiniert und damit auch wandert (Bild 10). Das Energieniveau der Akzeptoren liegt im Bändermodell unmittelbar über dem Valenzband, so daß schon durch eine sehr geringe Energiezufuhr eine Lochbildung durch den Akzeptor eintreten kann (Bild 11). Ein mit Akzeptoren dotiertes Germanium ist p-leitend (Bild 12).

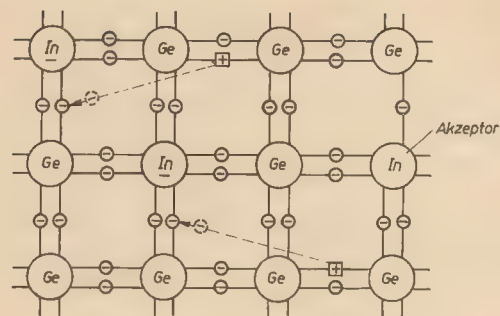


Bild 10

1.9. Eigenleitung im Störstellenhalbleiter

Im dotierten Halbleiterkristall ist die Zahl der Störladungsträger gleich der Anzahl der eingebauten Störatome. Durch die Paarbildung entstehen zusätzlich weitere Ladungsträger, deren Anzahl mit der Temperatur steigt. Die Zahl der Ladungsträgerpaare kann so groß werden, daß das Verhalten des Halbleiters vor allem von der Paarbildung bestimmt wird (Eigenleitung). Die in einem Halbleitermaterial vorhandenen Hauptladungsträger (Donatoren, Akzeptoren) werden als Majoritätsträger bezeichnet, während die Ladungsträger umgekehrten Vorzeichens, die sich aus der Paarbildung ergeben, Minoritätsträger genannt werden. Die Dichte der Majoritätsträger wird vor allem bestimmt durch die Anzahl der eingebauten Fremdatome und die der Minoritätsträger durch die ständige Paarerzeugung und Rekombination. Die Rekombination ergibt sich aus dem Massenwirkungsgesetz, und es ist

$$n \cdot p = n_i^2$$

d. h., die Quadratwurzel aus dem Produkt der Majoritätsträgerkonzentration und der Minoritätsträgerkonzentration ist gleich der Inversionsdichte n_i , die eine temperaturabhängige Konstante darstellt. Mit steigender Temperatur wird n_i größer

$$n_i \approx 10^{13} \text{ cm}^{-3} \text{ (Germanium bei Zimmertemperatur)}$$

2. Der pn-Übergang

Ein pn-Übergang entsteht, wenn ein Ge-Kristall bis zu einer Grenzfläche auf der linken Seite mit dreiwertigen Fremdatomen und auf der rechten Seite mit fünfwertigen Fremdatomen dotiert ist.

2.1. pn-Übergang im stromlosen Zustand (Bilder 13 und 14)

Bei angenommen gleicher Dotierung (Bild 13) ist die Ladungsträgerkonzentration — Anzahl der Träger je cm^3 — in beiden Bahngebieten gleich, $p_p = n_n$. Auf Grund der Eigenleitung tritt eine ständige Paarerzeugung ein, so daß in beiden Gebieten nicht nur Majoritätsladungsträger, sondern auch Minoritätsladungsträger p_n, n_p vorhanden sind. Die Rekombination, die im thermischen Gleichgewicht zur Paarerzeugung steht, ergibt sich in beiden Gebieten nach dem Massenwirkungsgesetz aus

$$n_p = \frac{n_i^2}{p_p} \quad \text{und} \quad p_n = \frac{n_i^2}{n_n}$$

Während in beiden Gebieten Ladungsgleichgewicht herrscht, ist dieses infolge der thermischen Beweglichkeit der Ladungsträger in der Nähe der Grenzfläche gestört. Aus dem p-Gebiet diffundieren Löcher in das n-Gebiet und umgekehrt aus diesem Elektronen in das p-Gebiet (Bild 14). In der Nähe der Grenzfläche bildet sich

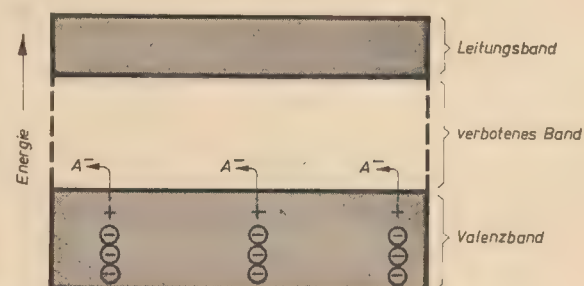


Bild 11

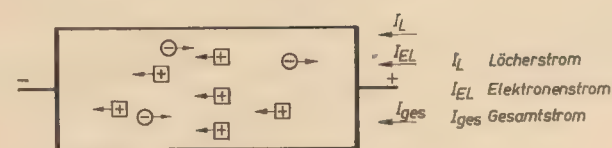


Bild 12

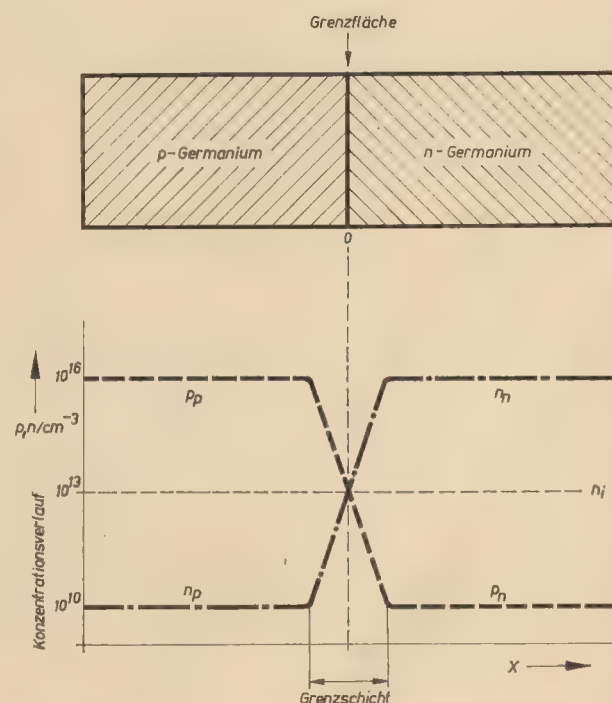


Bild 13

eine Grenzschicht aus, die p-seitig durch den Überschuß von negativen Ladungsträgern (Akzeptoren) und n-seitig durch den Überschuß von positiven Ladungsträgern (Donatoren) gekennzeichnet ist. Die Ladungsverteilung in der Grenzschicht hat eine Spannungsstufe (Diffusionsspannung V_D) zur Folge, deren elektrisches Feld dem Diffusionsvorgang entgegenwirkt und einen Gleichgewichtszustand herstellt.

Die Diffusionsspannung ergibt sich aus

$$V_D = U_T \ln \frac{n_n}{n_p}$$

(hierin ist U_T die Temperaturspannung $= \frac{KT}{e}$)

Die in beiden Richtungen fließenden Ströme, Diffusionsstrom und Feldstrom sind gleich groß und kompensieren sich.

2.2. Stromdurchflossener pn-Übergang (Bilder 15 und 16)

Eine an den pn-Übergang angelegte Spannung kommt wegen der Leitfähigkeitsverhältnisse in den Bahngebieten vor allem in der Grenzschicht zur Auswirkung.

Hier überlagert sich der Diffusionsspannung die äußere Spannung, die je nach Polarität einen Auf- oder Abbau der inneren Potentialstufe herbeiführt.

Flußrichtung

Liegt am p-Gebiet der Pluspol einer äußeren Spannungsquelle (Bild 15), so führt dies zu einem Abbau der inneren Spannungsstufe. Das innere Feld wird kleiner, Elektronen sowie auch Löcher werden in die Grenzschicht vorgetrieben, so daß die Konzentra-

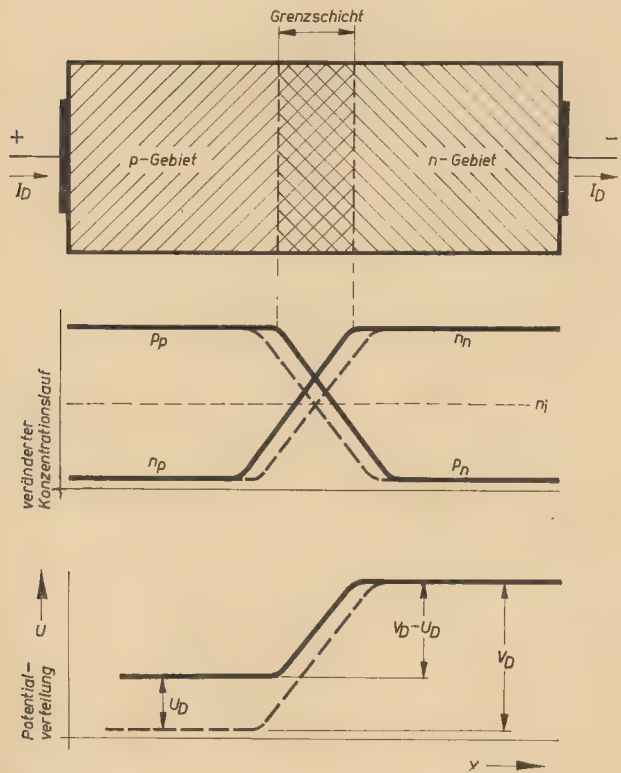


Bild 15

tion p_p , n_n weiter in diese vordringt. Dies führt zu einer Verringerung der Grenzschichtbreite. Hierbei ist $p \cdot n > n_i^2$. Es findet ein intensiver Ladungsträgeraustausch beider Gebiete statt, so daß die Grenzschicht den Stromfluß einen geringfügigen Widerstand entgegengesetzt. Der pn-Übergang verhält sich wie eine in Flußrichtung arbeitende Gleichrichterstrecke.

Sperrichtung

Am p-Gebiet liegt der Minuspol einer äußeren Spannungsquelle (Bild 16). Die innere Potentialstufe wird um die Größe der äußeren Spannung erhöht. Das innere Feld wird verstärkt und treibt die Elektronen weit in das n-Gebiet und die Defektelektro-

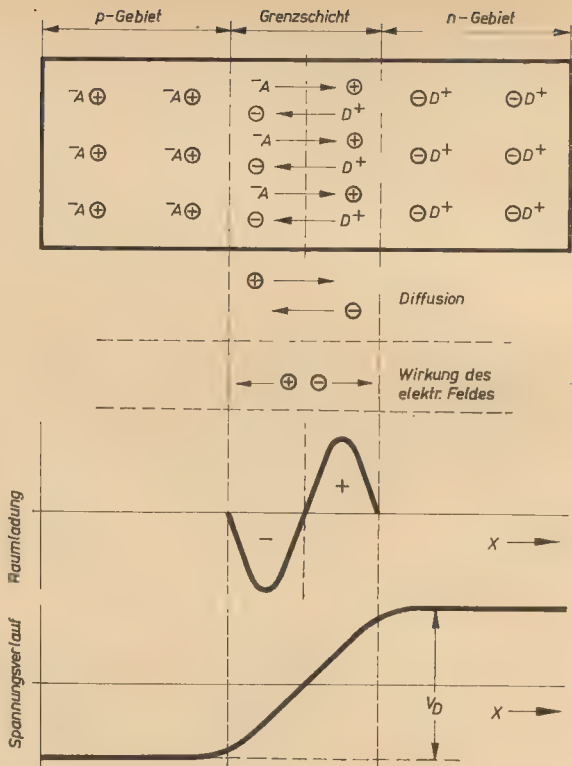


Bild 14

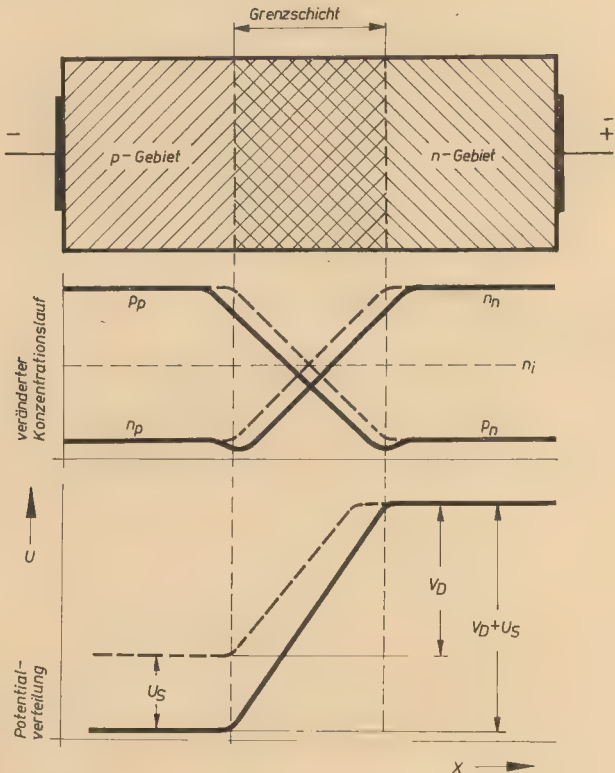


Bild 16

nen weit in das p-Gebiet zurück. Die Grenzschicht verarmt an Ladungsträgern und wird gleichzeitig breiter. In diesem Fall gilt $p \cdot n < n_i^2$. Stehen im p-Gebiet lediglich Löcher und im n-Gebiet lediglich Elektronen als bewegliche Ladungsträger zur Verfügung, so ist ein Stromfluß durch die Grenzschicht nicht möglich. Wegen der ständigen Paarerzeugung existieren jedoch in den Bahngebieten, wenn auch mit geringer Konzentration, Minoritätsladungsträger n_p und p_n , die wegen ihres Vorzeichens leicht in die Grenzschicht eindringen und einen kleinen Fehlstrom hervorrufen. Mit steigender Temperatur vergrößert sich die Paarerzeugung und somit auch der Fehlstrom. Der pn-Übergang verhält sich wie eine in Sperrichtung geschaltete Gleichrichterstrecke.

röhren gibt es die entsprechenden Batterien. Inzwischen sind in der Literatur weitere Verbesserungen bekanntgegeben worden, von denen besonders auf die sog. „Paperlined.“ [8] und „Segmentzellen“ [9] [10] sowie auf die 9-V-Energieblocks und -Kompaktbatterien [11] hingewiesen werden soll.

Temperaturverhalten

Das Temperaturverhalten einiger Ausführungen geht aus den Bildern 4 bis 9 hervor. Die bei -30°C noch vorhandene Leistungsfähigkeit verschiedener Stabelemente R 20 kann man aus Bild 4 abschätzen. Die Entladecharakteristiken des sowjetischen Stabelementes und des ČSSR-Typs 142 zeigen, daß es sich um ausgesprochene Tieftemperaturelemente handelt. Aber auch die Heizelemente 650 vom VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik (BAE) und 231 von Pertrix erfüllen noch die gestellte Mindestforderung von etwa 10% der Kapazität, die bei $+20^{\circ}\text{C}$ vorhanden ist (Bild 5).

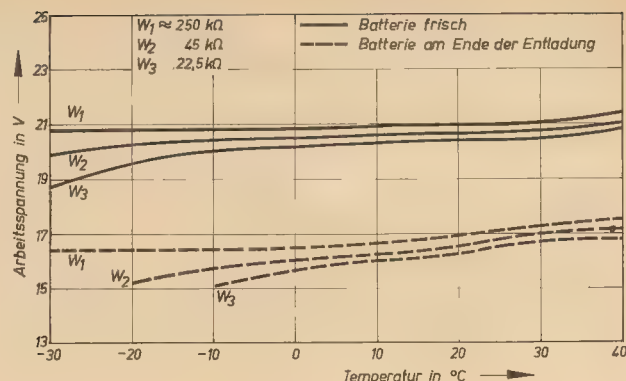
Ein wesentlicher Nachteil der Quecksilberoxid-Zink-Elemente ist ihr eingeschränkter Betriebstemperaturbereich, der etwa von $+10$ bis $+50^{\circ}\text{C}$ reicht. Damit werden die Anwendungsmöglichkeiten dieser Elemente wesentlich vermindert. Nur bei sehr geringen Belastungen, wie sie etwa für Bezugsspannungsquellen zutreffen, kann man mit einer unteren Temperaturgrenze von $\pm 0^{\circ}\text{C}$ rechnen [7].

Als Beispiel für gemessene Temperaturabhängigkeiten der Spannungen bei verschiedenen Belastungen sollen hier nur die Ergebnisse der Spezial-Radio-Heizzellen 231 der Firma Pertrix dienen (Bild 6). Die 22,5-V-Batterien geben bei -30°C naturgemäß nur noch eine geringe Leistung ab. Die Spannungsverläufe bei der Entladung mit den üblichen Belastungswiderständen sind im Bild 7 dargestellt. Zwei weitere Beispiele für die Ergebnisse der Temperaturtests werden durch die Bilder 8 und 9 gegeben.

Qualitätskonstanz

Einige Schwierigkeiten bereitet bei allen Primärelementen und -batterien immer noch die Sicherstellung einer gleichbleibenden Qualität. Die Hersteller sind bei wesentlichen Teilen auf ausländische Rohstoffe angewiesen. Die auf dem Weltmarkt angebotenen Qualitäten unterliegen oft starken Schwankungen. Die Auswirkungen stellen sich meist erst heraus, wenn ein Großteil der Rohstoffe verarbeitet ist. Dies erklärt auch die unterschiedlichen Ergebnisse, die bei den Untersuchungen im Laufe mehrerer Jahre festgestellt werden konnten. Die hier bekanntgegebenen Eigenschaften sind deshalb nur für die genannten Erzeugnisse maßgebend. Einen abschließenden Überblick vermittelt die obenstehende Tabelle, in der die Verhältnisse des Volumens und der Masse zum Arbeitsvermögen der untersuchten Primärelemente und -batterien zusammengestellt sind. Durch die Gegenüberstellung der Herstellerangaben und der eigenen Untersuchungsergebnisse sind unter anderem wichtige Rückschlüsse auf den

Bild 9: Temperaturtest der 22,5-V-Mikrodyn-Anode 72 (Pertrix)



1,6-ΦМН-У-3,2

1,6-Φ-3,2

1 D-MNOSZ 97

1 D-MSZ-97

Stabelement China

Stabelement Jugoslawien

Heizelement 140 für Rundfunkempfänger

Heizelement 5044

Stabelement 140 für Transistorgeräte

Tieftemperaturelement 142

Heizelement EJT nach TGL 6245, Aug. 60

Heizelement 650

Bel.-Elem. EJT nach VDE 0807, 4.56

Leak-Proof-Monozelle 212

Heizelement EJT nach VDE 0807, 4.56

Spezial-Radio-Heizzelle 231

Leak-Proof-Spezial-Radio-Heizzelle 232

1,3-ΦМН-0,25

ЭДЦ-1,5

Stabelement ECT nach TGL 6245, Aug. 60

Stabelement 202

Heizelement EAaT nach TGL 6245, Aug. 60

Heizelement 231

Heizelement EAaT nach TGL 6245, Aug. 60

Stabelement 200

KP 1

KM 1

Heizbatterie BJATH 6

Transistoren-batterie BJAT 6

21-ΠМН-0,05

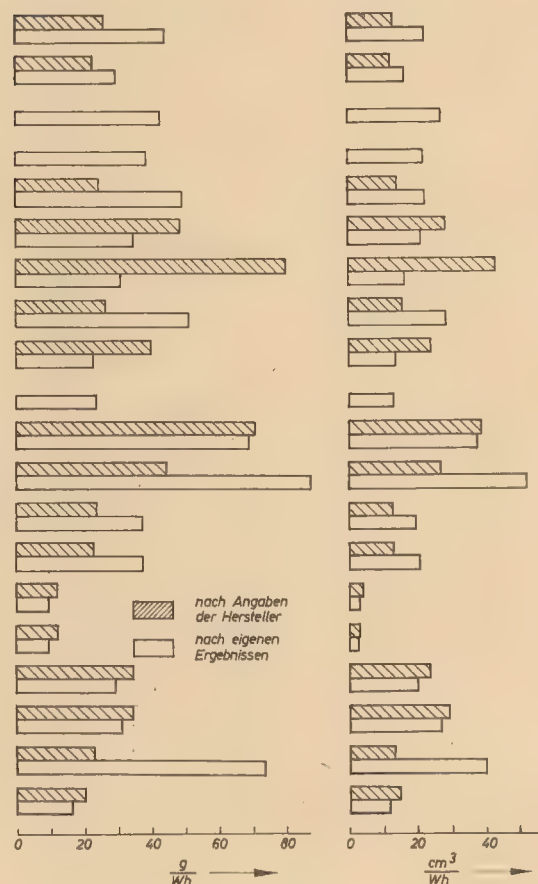
21-II-0,05

BP 1121/22,5 nach TGL 6245, Aug. 60

Hörbatterie 304

BP 1121/22 nach VDE 0807, 4.56

Mikrodyn-Anode 72



Einfluß der Entlademethoden möglich. Mit bemerkenswert guten Eigenschaften treten hier die Quecksilberoxid-Zink-Elemente hervor.

Literatur

- [1] Zieke, J.: Galvanische Elemente und Batterien tragbarer Meßgeräte. radio und fernsehen 9 (1960) H. 12 S. 374 bis 377 und H. 13 S. 424—428
- [2] Die Anpassung der Trockenbatterie an neue Aufgaben. Elektro-Welt/Industrie-Elektrik B 6 (1961) H. 2 S. 36—38
- [3] Limann, O.: Trockenbatterien für Taschensuper und Heimempfänger. Radio-schau 11 (1961) H. 1 S. 25—26
- [4] Ortwein, M.: Primärelemente und Trockenbatterien 1961. Elektro-Technik 43 (1961) H. 32—33 S. 364—366

- [5] Ortwein, M.: Betriebsverhalten moderner Trockenbatterien. radio mentor 27 (1961) H. 6 S. 492—495
- [6] Kubeš, J.: Zahranicni novinky z oboru akumulatu a članku. (Ausländische Neuheiten an Akkumulatoren und Elementen). Slaboproudy Obzor 21 (1960) H. 6 S. 364—367
- [7] Trockenelemente und -batterien mit kleinen Abmessungen. Radio (1961) H. 11 S. 60—61.
- [8] Hochbelastbare Trockenbatteriezellen. Elektro-Anzeiger 16 (1963) H. 15
- [9] Trockenbatterien. VDI-Zeitschrift 104 (1962) H. 21 S. 1072
- [10] Segmentzelle. Elektromeister (1963) H. 12 S. 77
- [11] Limann, O.: Batterien. Funkschau 35 (1963) H. 19 S. 534

Schalter für elektronische Kleinstgeräte

Ing. I. BORKMANN

Schalter-Typenreihe

Dem Elektronikamateur stehen für Kleinstgeräte kontaktsichere Miniaturschalter aus industrieller Fertigung noch nicht zur Verfügung. Im folgenden Beitrag soll daher eine einfach aufzubauende Typenreihe der am meisten gebräuchlichen Schalter und Taster beschrieben werden, die den an sie zu stellenden Forderungen bezüglich Abmessungen und Kontaktsicherheit voll gerecht werden. Die Reihe besteht aus folgenden Kontaktbauelementen:

- | | |
|--|------------|
| 1. Schiebeschalter, einpolig | 20×10 mm |
| 2. Schiebeschalter, zweepolig | 20×12,5 mm |
| 3a) Wechselschiebeschalter, einpolig | 25×10 mm |
| 3b) Wechselschiebeschalter, einpolig | 20×12,5 mm |
| 4. Wechselschiebeschalter, zweepolig | 20×12,5 mm |
| 5. Taster, Ruhkontakt | 20×10 mm |
| 6. Taster, Arbeitskontakt | 20×10 mm |
| 7. Wechseltaster, Ruhe- und Arbeitskontakt | 20×12,5 mm |

Aufbau der Schalter

Den schematischen Aufbau der Schalter zeigt Bild 1. Als Material für die Kontaktfläche dient kupferkaschierter Schichtpreßstoff. Die Herstellung der Leiterplatten (Leitungsführung im Bild 2) erfolgte auf fotomechanischem Wege [1]. Da es sich hierbei jedoch um relativ einfache Muster handelt, sind auch einfache Abdeckverfahren (Wachs-, Nitrofarbenabdeckung) gut geeignet [1] [2].

Der Schalterknopf hat die Abmessungen 8×5×5 mm. In ihm ist zentrisch starr eine Schraube M 2×8 angebracht, auf der dann die Druckfedern befestigt werden. Als Material wurde Hartgewebe verwendet.

Als Druckfederndmaterial wurde Bronzefederblech 0,2 mm verwendet. Hierzu eignen sich

gut die Druckfederbleche von Selengleichrichtern ab 60×60 mm Plattengröße. Aus ihnen können jeweils drei Druckfedern herausgeschnitten werden.

Die Federblechstreifen (etwa 20×3 mm) werden nach Möglichkeit an den Enden mittels einer Laubsäge geschlitzt und nach der im Bild 1 gezeigten Form gebogen. Für die Typen 1 und 3a, wo jeweils nur eine Druckfeder benötigt wird, erhalten diese zentrisch eine 2-mm-Bohrung. Die Befestigung erfolgt auf dem Gewindestift des Schalterknopfes zwischen zwei M2-Muttern. Die Höhe der Befestigung bestimmt den Kontaktdruck. Man stelle diesen nicht zu stark ein. Weiterhin ist darauf zu achten, daß die Druckfeder an der Berührungsstelle mit der Grundplatte keine scharfen Kanten hat, da diese die Kontaktplatte beim Schalten sehr schnell aufreißen würden. Bei den Typen 2, 3b und 4, wo jeweils zwei Kontaktfedern erforderlich sind, werden diese auf ein kleines Hp- oder Hartgewebestückchen (10×5×1,5 mm), das zentrisch ein M2-Gewinde hat, mit Kupferstiften aufgenietet. Die weitere Befestigung erfolgt dann wie oben, hier genügt aber eine Mutter.

Die Kontaktfedern sind gegen Verdrehen durch die Deckplatte gesichert, in deren rechteckiger Aussparung der Schalterknopf gleitet. Deck- und Grundplatte werden durch Kleben miteinander verbunden. Bild 3 zeigt die Deckplatte des Typs 4; die übrigen sind analog aufgebaut.

Im Gegensatz zu vielen handelsüblichen Schaltern, wo der Kontakt lediglich durch Druckberührung von zwei Punkten (Flächen) hergestellt wird und bei denen beim Schalten sehr kleiner Ströme nach längerem Gebrauch häufig Kontaktschwierigkeiten auftreten, wird bei den beschriebenen Schaltern eine einwandfreie Kontaktgabe dadurch erreicht, daß die Kontaktflächen bei jedem Schalten aufeinander reiben — die Kontakte sind selbstreinigend.

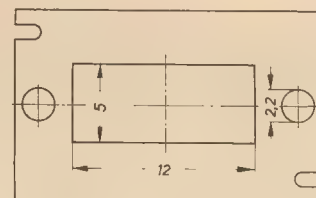


Bild 3: Deckplatte für Schiebeschalter Typ 4

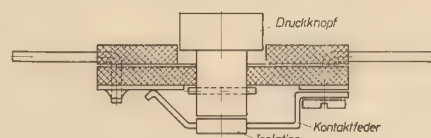


Bild 4: Schematischer Aufbau des Tasters Typ 5

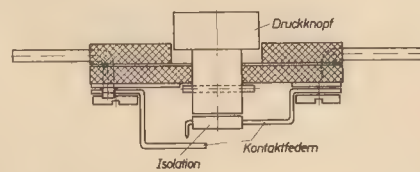


Bild 5: Schematischer Aufbau des Tasters Typ 6

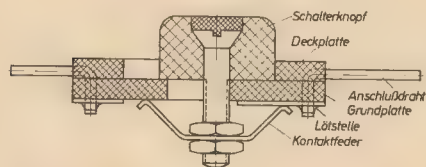


Bild 1: Schematischer Aufbau der Schiebeschalter



Bild 6: Vier der beschriebenen Kontaktbauelemente im Vergleich zu den kleinsten im Handel erhältlichen Schaltern und Tastern



Bild 2: Leitungsführung der Leiterplatten für die Kontaktbauelemente Typ 1 bis 7

Die Kupferfolie der Leiterplatte hat eine Dicke von 35 µm. Um eine hohe Lebensdauer der Kontaktfläche zu gewährleisten, empfiehlt sich eine zusätzliche Verstärkung. Vorteilhaft ist eine Versilberung [3], notfalls genügt aber auch eine Verzinnung.

Aufbau der Taster

Den schematischen Aufbau der Taster Typen 5 und 6 zeigen die Bilder 4 und 5. Der Wechseltaster stellt eine Kombination aus beiden dar und wird auf der Grundplatte des Typs 2 aufgebaut.

Als Druckknopf wurde eine M4-Zylinderkopfschraube verwendet. Die Halterung auf der Grundplatte erfolgt durch Versplinten. Die Berührungsfläche von Druckknopf und Kontaktfeder ist zu isolieren (Klebeband oder Isolierschlauch). Die Kontaktfedern werden auf die Grundplatte aufgelötet und zusätzlich zur Entlastung der Kupferfolie aufgeschraubt.

Als Anschlüsse dienen Drahtstifte (0,8-mm-Schaltdraht). Zur Befestigung können die Drahtstifte direkt in die Schaltung eingelötet werden. Es ist aber auch eine Schraubbefestigung möglich, da alle Schalter in der Grundplatte zwei Löcher mit M2-Gewinde haben. Die hier als Einzelbauelemente beschriebenen Kontaktbauelemente können im Einzelfall auch Teil eines Leitungsmusters sein, da ihre Kontaktflächen in einer Ebene liegen. Die Bauhöhe aller beschriebenen Typen übersteigt nicht 12 mm.

Bezüglich weiterer Kleinstkontaktbauelemente (wie Stufenschalter, Tastenschalter u. a.) sei auf [4] verwiesen.

Bild 6 zeigt die Typen 1, 3b, 5, 6 sowie als Vergleich dazu die kleinsten im Handel erhältlichen Schalter und Taster.

Natürlich ist die Einzelherstellung solcher Kontaktbauelemente recht zeitraubend. Vielleicht findet sich aber doch noch einmal eine PGH oder eine ähnliche Institution, die derartige, doch sicher in größeren Stückzahlen absetzbare Bauelemente mit in ihr Fertigungsprogramm aufnimmt.

Literatur

- [1] Schlenzig, K.: Die Technik der gedruckten Schaltung für den Amateur. Der praktische Funkamateure H. 26 und 31, Deutscher Militärverlag, Berlin
- [2] Heine, R.: Eine Methode zur Herstellung von gedruckten Schaltungen für Laborzwecke und Einzelanfertigung. radio und fernsehen 12 (1963) H. 23 S. 725—727
- [3] DM3YSF-DM3RSF-DM3ZSF: Versilbern — kein Problem. funkamateure 10 (1961) H. 6 S. 204

kung des Kondensators C bezüglich der Vorstufenspannung errechnet werden. Ein Beispiel erleichtert die Betrachtung: Die Batterie eines Transistorempfängers besitze bei 6 V Leerlaufspannung U_L einen Innenwiderstand von 20Ω . Sie ist also schon ziemlich verbraucht. Der Ruhestrom I_0 des Empfängers sei 6 mA, er teile sich je zur Hälfte auf Vorstufen und Endstufe auf. Bei voller Lautstärke betrage die mittlere Stromaufnahme I_L 30 mA. Bei rechteckiger Modulation schwankt also der Batteriestrom im Rhythmus der NF zwischen 6 mA und 54 mA (siehe Bild 3).

Solange der Kondensator C fehlt, verhalten sich die Schaltungen nach den Bildern 1 und 2 in gleicher Weise, falls die Diode als ideal anzu-

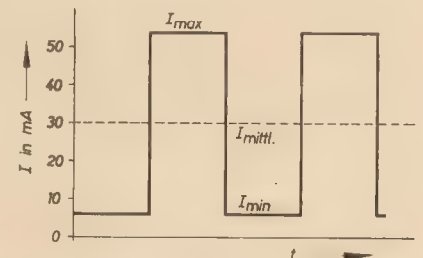


Bild 3: Verbraucherstrom bei Rechteck-Modulation der Endstufe (vereinfacht)

sehen ist ($R_D = 0$, $R_{sp} = \infty$). Am Punkte A liegt gegen Masse in den beiden Belastungsfällen folgende Spannung:

$$I_0 = 6 \text{ mA}$$

$$U_{\max} = 6 - 6 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 5,88 \text{ V}$$

$$I_{\max} = 54 \text{ mA}$$

$$U_{\min} = 6 - 54 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 4,92 \text{ V}$$

Daraus ergeben sich die drei Lastwiderstände zu

$$R_1 \approx 2 \text{ k}\Omega \text{ (genau 1,96)}$$

$$R_2 \approx 100 \Omega \text{ (genau 96,5)}$$

$$R_3 \approx 2 \text{ k}\Omega$$

Schließt man nun für beide Bilder den Kondensator C an, so erfordert die exakte mathematische Ableitung des am Punkte B entstehenden Spannungsverlaufes (mit anderen Worten der Restwechselspannung an den Vorstufen) einen recht hohen mathematischen Aufwand. Brauchbare Ergebnisse liefert jedoch bereits ein Verfahren der schrittweisen Annäherung. Man geht davon aus, daß der Kondensator für die Zeit der Maximalspannung auf- und für die der Minimalspannung wieder entladen wird. Im betrachteten Falle sind beide Zeiten gleich lang. Es gilt für

Aufladung

$$U_1^{**} + (U_{\max} - U_1^{**}) \left(1 - e^{-\frac{T}{R_1 C}}\right) = U_1^* \quad (1)$$

Entladung

$$(U_1^* - U_{\min}) e^{-\frac{T}{R_v C}} + U_{\min} = U_1^{**} \quad (2)$$

Darin sind $T = 1/2f$ halbe Periodenlänge, R_1 Batterieinnenwiderstand, R_v Verbraucherwiderstand (der in beiden Schaltungen verschieden groß ist). Ausgehend von $U_1^{**} = U_{\min}$ wird nun mit den Gleichungen (1) und (2) so lange gerechnet, bis der Fehler zwischen dem letzten und dem vorletzten Ergebnis

Das „Blubbern“ beim Batterieempfänger

WOLFGANG ROHRBECK

Im folgenden wird gezeigt, daß es mit ganz einfachen Mitteln möglich ist, die Anfälligkeit eines Batterieempfängers gegen das lästige „Blubbern“ bei erhöhtem Batterieinnenwiderstand wesentlich zu verringern. Die Folge davon ist eine bessere Ausnutzung der Batterie.

Die Ursachen des Blubbers

Es dürfte allgemein bekannt sein, daß eine verbrauchte Batterie besonders bei Empfängern mit Gegentakt-B-Endstufe bei größerer Lautstärke ein lästiges Blubbern hervorruft. Dieser Effekt wird im Englischen treffend als „motor-boating“ bezeichnet. Er entsteht durch die Beeinflussung der Vorstufenspannung durch die Endstufe über den Batterieinnenwiderstand, was leicht zur Selbsterregung des Verstärkers führen kann, wenn der Innenwiderstand groß geworden ist.

verwendet werden. Aus diesem Grunde wird häufig zusätzlich eine RC-Siebung für die Vorstufen vorgesehen. Optimal ist auch diese Maßnahme nicht, denn brauchbare Siebfaktoren bei kleinem Kondensator erfordern einen großen Siebwiderstand. Das bedeutet aber einen erheblichen Spannungsabfall, hat also wieder andere, unangenehme Konsequenzen.

Ausgehend von diesen Überlegungen gelangte der Verfasser zu einer Schaltung, die die oben beschriebenen Nachteile nicht besitzt und dabei an Einfachheit kaum zu überbieten ist. Diese neue Schaltung zeigt Bild 1, während im Bild 2 noch einmal die herkömmliche Schaltung mit einem Elko parallel zur Batterie dargestellt wurde. In beiden Ersatzschaltbildern bedeuten die Widerstände die Belastungen durch die einzelnen Stufen. Der Schalter simuliert die stoßartige Belastung der Batterie

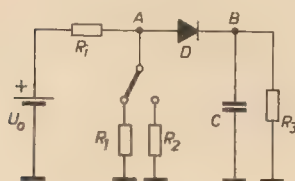
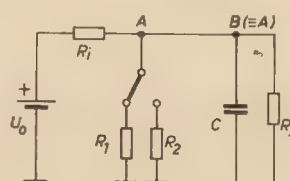


Bild 1: (Links) Ersatzschaltung für verbesserte Vorstufensiebung

Bild 2: Ersatzschaltung der bisher üblichen Form der Speisespannungssiebung



Beseitigung des Blubbers

Üblicherweise schaltet man, um diese Selbsterregung zu vermeiden, der Batterie einen Elko hoher Kapazität parallel, der den dynamischen Innenwiderstand der Batterie verringert. Diesem Verfahren sind aber natürliche Grenzen gesetzt, zumal gerade bei tragbaren Geräten nur ungerne voluminöse Bauelemente

durch die Endstufe mit zwei verschiedenen großen Strömen (ausgedrückt durch die Widerstände R_1 und R_2). Er schaltet also im Rhythmus der NF die kleine oder die große Last an die Batterie. Daß sich die Belastung rechteckförmig ändert, liefert gegenüber sinusförmiger kein anderes Ergebnis.

Für beide Schaltungen soll jetzt die Schiebwir-

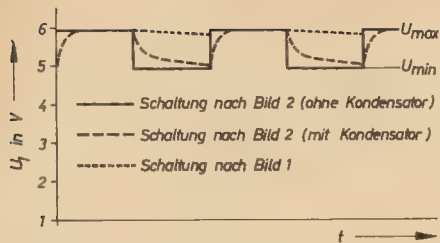


Bild 4: Spannung am Punkt B der Schaltungen nach Bild 1 und 2

kleiner als 1% geworden ist. Die Differenz $U_1^* - U_1^{**}$ ist dann die am Kondensator liegende Wechselspannung.

Bei den vorliegenden Werten ($f = 20 \text{ Hz}$, d. h. $T = 0,025 \text{ s}$, $C = 100 \mu\text{F}$, $R_1 = 20 \Omega$, $R_v = R_2 \parallel R_3 \approx 90 \Omega$ für Bild 2 und $R_v = R_3 = 2000 \Omega$ für Bild 1) stellt man bereits beim

ersten Rechengang fest daß $e^{-\frac{T}{R_1 C}}$ zu vernachlässigen ist. Damit gilt in guter Näherung

$$U_1^{**} + U_{\max} - U^{**} = U_1^* = U_{\max}$$

und daher

$$(U_{\max} - U_{\min}) e^{-\frac{T}{R_v C}} + U_{\min} = U_1^{**}$$

Für die Wechselspannungskomponente läßt sich also schreiben

$$U_{\sim} = U_{\max} - U_1^{**} = (U_{\max} - U_{\min}) \left(1 - e^{-\frac{T}{R_v C}}\right)$$

Daraus ergibt sich im Bild 4 für die Schaltung nach Bild 2: $U_{\sim} = 0,9 \text{ V}$

und für die Schaltung nach Bild 1: $U_{\sim} = 0,12 \text{ V}$

Die Diode reduziert hier also die der Vorstufen-spannung überlagerte Wechselspannung um etwa 87%.

Es kommt nun auf den Einzelfall an, wie man diesen Gewinn verwendet. Bei Kleinstempfängern wird man eine Volumenverminderung anstreben; bei Geräten, die hinreichend Raum für eine entsprechende Siebung zur Verfügung haben, wird man den Kondensator groß machen und eine verlängerte Lebensdauer der Batterie erzielen. In beiden Fällen ist der ökonomische Nutzen nicht unerheblich.

Es sei noch bemerkt, daß mit dieser Schaltung auch bei netzbetriebenen Röhrengeräten ein entsprechender Gewinn bei der Siebung der Betriebsspannung der Vorstufen zu erreichen ist, doch spielt er dort keine so große Rolle wie beim Batterieempfänger.



Bild 2: Oszillografenzusatzteil

Die Prüfung einer guten Zenerdiode ergibt ein Oszillogramm nach Bild 4, wobei bei den Typen bis zu 8 V Zenerspannung der Anstieg des Sperrstromes (Zenerknick) beobachtet werden kann. Wird die Meßspannung regelbar ausgeführt, z. B. durch Vorschalten eines Stelltrafos, so können mit dieser Anordnung auch Tunnelkondensatoren geprüft werden. Hierbei ist allerdings der Spannungsteiler des X-Verstärkers auf ein Verhältnis 1 : 1 und der des Y-Ver-

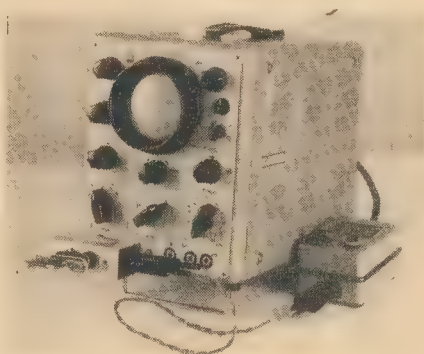


Bild 3: Serviceoszillograf mit Zusatzteil

stärkers auf ein Verhältnis 1 : 10 einzustellen. Beim Prüfen von Tunnelkondensatoren ist zu beachten, daß die Spannung von 0 V an erhöht und die Kennlinie nur bis zum doppelten Höckerstrom angesteuert wird. Werden Fotodioden geprüft, so ist zu berücksichtigen, daß bei diesen die Anode, bei allen anderen Halbleiterdioden aber die Katode gekennzeichnet ist.

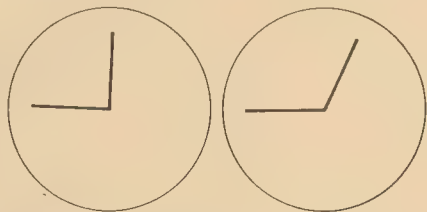


Bild 4: (Links) Prinzipielles Oszillogramm einer guten Halbleiterdiode

Bild 5: Prinzipielles Oszillogramm einer Halbleiterdiode mit schlechten Durchlaßeigenschaften

Schaltung

Die gesamte Prüfschaltung besteht nach Bild 1 aus einer Wechselspannungsquelle, einem Widerstand und einem Oszillografen. Als Wechselspannungsquelle wurde ein Kleinsttransformator Typ G 1 des VEB Elektro-Finmechanik Mittweida verwendet. Die Primärspannung beträgt 220 V, die Sekundärspannung 6 V. Als Widerstand genügt bereits ein 0,1-W-Typ. Als Oszillograf ist ein sicher in allen Reparaturwerkstätten vorhandener „Serviceoszillograf“ vorgesehen.

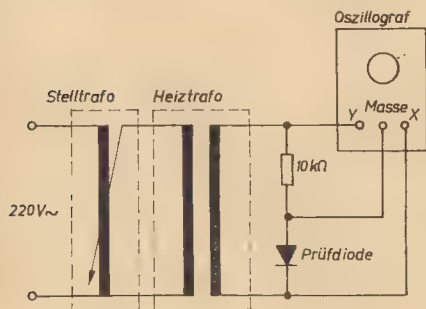


Bild 1: Prüfschaltung

Aufbau des Zusatzteiles

Die gesamte Schaltung des Zusatzteiles wurde in dem Alu-Gehäuse eines gepolten Relais untergebracht. Die Steckverbindungen sind so vorgesehen, daß der Zusatzteil direkt an den Oszillografen angesteckt werden kann (Bild 2).

Vorbereitung der Prüfung

Nachdem der Zusatzteil in den Oszillografen eingesetzt wurde, ist bei einer Prüfspannung von 6 V der Spannungsteiler des X-Verstärkers auf das Verhältnis 1 : 3 und der Spannungsteiler des Y-Verstärkers auf das Verhältnis 1 : 100 einzustellen. Der Kippsteil ist abzuschalten. Nach dem Anschluß der Wechselspannung ist die Prüfeinrichtung funktionsfähig (Bild 3).

Prüfung von Halbleiterdioden

Gute Halbleiterdioden zeigen das Bild idealer Halbleiterdioden, d. h. ein Oszillogramm nach Bild 4. Besitzt die Halbleiterdiode schlechte Durchlaßeigenschaften, so erhält man ein Oszillogramm nach Bild 5, für eine Halbleiterdiode mit schlechten Sperreigenschaften ein Oszillogramm nach Bild 6.

Schaltet man nun einen ohmschen Widerstand an die Meßklemmen, so wird die Gerade eine Zwischenstellung zwischen diesen Grenzfällen einnehmen. Aus der Neigung der

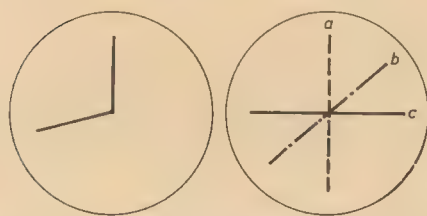


Bild 6: (Links) Prinzipielles Oszillogramm einer Halbleiterdiode mit schlechten Sperreigenschaften
Bild 7: Prinzipielles Oszillogramm der Widerstandsprüfung. a: $R = 0$, b: $R \neq 0$, c: $R = \infty$

Fachbücher

P. Mikolajczyk, B. Paszkowski

electronic universal

VADE-MECUM

2., ergänzte Auflage

Pergamon-Press und Wydawnictwa Naukowo-Techniczne Warschau, 1964

Band 1: Empfängerröhren, 695 Seiten

Band 2: Halbleiter und Spezialröhren, 818 Seiten

Lederin, beide Bände 131,85 MDN

Dieses imposante Röhren- und Halbleiter-Nachschlagewerk, das durch seine erste Auflage teilweise auch in der DDR bekannt sein dürfte, ist nun in zweiter, verbesserter und ergänzter Auflage als zweibändiges Werk erschienen. Im ersten Band sind die Empfängerröhren und im zweiten Band die Spezialröhren sowie die Halbleiterbauelemente zusammengefaßt. Der erste Band ist in 442 Gruppen unterteilt, wobei jeweils eine Gruppe Röhren mit gleichem Elektrodenaufbau, gleicher Verwendung und ähnlichen Daten enthält. Im zweiten Band sind 580 Gruppen für Senderöhren, Magnetfeldröhren, Kernstrahlungsdetektoren und Halbleiterbauelemente enthalten. In den meisten Fällen sind noch für jede Röhre bzw. jedes Halbleiterbauelement der einzelnen Gruppen die Äquivalenztypen angegeben.

Als besonders vorteilhaft wird die Angabe einer relativ großen Zahl von Kennlinien für

Geraden kann dann auf den Widerstandswert geschlossen werden.

So lassen sich z. B. auch Sicherungen, Schalter und Leitungen prüfen, kurz alle Dinge, die sich mit einem Durchgangsprüfer prüfen lassen.

Literatur

[1] Bottke, E.: Ein einfaches Diodenprüfgerät. radio und fernsehen 7 (1958) H. 22 S. 666—668

[2] Alex, W.: Einfacher Diodenprüfer. Funkschau 35 (1963) H. 16 S. 442

[3] Kreibisch, H.: Die Prüfung von Dioden und Transistoren mit einem Oszillografen. Radioschau 12 (1962) H. 3 S. 104—105

jeweils verschiedene Betriebszustände und -werte empfunden. Diese Kennlinien sind für die jeweilige Gruppe typisch. Weiterhin werden für die modernsten Bauelemente grundsätzliche Betriebschaltungen gezeigt.

Um die zeitliche Bedeutung der einzelnen Typen zu erkennen, sind die Typenbezeichnungen in verschiedenen Schriftarten gedruckt: gebräuchliche Typen, die aber noch allgemein verwendet werden, in gewöhnlicher Schrift, die modernen Typen in fetter Schrift und alte Typen, die nicht mehr hergestellt werden, in Kursivschrift (schräger Schrift).

Das Auffinden der einzelnen Typen ist anhand eines speziellen und ausführlichen Sachregisters ohne Schwierigkeiten möglich.

Die Parameterbezeichnungen bzw. die Indizes weichen zwar in einzelnen Fällen von unseren Bezeichnungen ab, doch dürfte dies kaum als störend empfunden werden, da die entsprechenden Erklärungen in deutscher Sprache vorhanden sind. Außerdem sind die Erklärungen der Symbolbedeutungen noch in polnischer, russischer, englischer, französischer, spanischer und italienischer Sprache gegeben.

Ein Hinweis wäre allerdings noch angebracht, und zwar in bezug auf den Verstärkungsfaktor bzw. auf die Spannungsverstärkung. Beide Parameter werden einheitlich mit μ bezeichnet. Bei der Triode sind dadurch beide Zahlenwerte mit dem gleichen Formelzeichen angegeben. Es muß allerdings sehr betont werden, daß dieser kleine Mangel in keinem Verhältnis zu dem wirklichen Wert dieses Nachschlagewerkes steht und daß es allen Interessenten ausdrücklich empfohlen werden kann.

Orlik

Aus der

Nachrichtentechnik

Technisch-wissenschaftliche
Zeitschrift für
Elektronik · Elektroakustik
Hochfrequenz-
und Fernmeldetechnik

Heft 11 (1964)

Die Dünnschichttechnik, ein Weg zur Realisierung elektronischer Mikrosysteme

Materialien und Verfahren der Dünnschichttechnik werden beschrieben. Einleitend wird die Stellung der Dünnschichttechnik innerhalb der Mikroelektronik durch eine Kurzbeschreibung anderer Wege zur Realisierung elektronischer Mikrosysteme angegeben. Auf die Berechnungsmethoden für Systeme mit verteilten Parametern, die durch die Verfahren der Mikroelektronik ermöglicht werden, wird eingegangen.

Piezoelektrische und magnetostruktive Wandler in elektrischen Bauelementen

Einige Ergebnisse auf dem Gebiet der Optoelektronik

Eine Methode zur elektrischen Modellierung von Funktionen mit n unabhängigen Variablen

Untersuchungen zur Korrelationsabstandsmodulation

Es wird ein Modulationsverfahren beschrieben, bei dem Rauschen als Träger und der Autokorrelator als Detektor benutzt wird. Informationsparameter ist die Laufzeitdifferenz zweier Rauschsignale. Der Zusammenhang zwischen Integrationszeit, Bandbreite und Zeichenfrequenz wird berechnet. Die theoretischen Betrachtungen werden ergänzt durch Versuche.

Die Brückenschaltung nach Wheatstone und deren optimale Bemessung

Der Beitrag enthält einige grundsätzliche Betrachtungen über die Wheatstone-Brücke. Es wird gezeigt, wie die Brücke zu dimensionieren ist, damit optimale Empfindlichkeit erreicht wird, und welche Einflüsse der Innenwiderstand des Batteriekreises und der Galvanometerwiderstand in diesem Zusammenhang nehmen.

Der Rückmischteiler — Verhalten bei breitbandigem Betrieb, Dimensionierung und Abgleich

Eine Rückmischteilerschaltung mit Röhren, deren Mischstufe in additiver Schaltung arbeitet, wird beschrieben. Hinweise für Entwicklung und Abgleich, unter Berücksichtigung des breitbandigen Betriebes, werden angegeben. Erfahrungen mit der Schaltung werden mitgeteilt.

Ein spaltloser Wiedergabekopf der dynamischen Magnetspeichertechnik mit linearisiertem Frequenzgang

Aus der Analyse der Spaltverlustformel für Wiedergabeköpfe mit Ringkern wird ein einfacher spaltfreier Wiedergabekopf entwickelt, der mit einer wellenlängenunabhängigen Abtastweite arbeitet. Im Gegensatz zu den Spaltverlusten bei Ringkernköpfen entstehen dabei keine Nullstellen im Wiedergabespannungs-Frequenzgang.

Filterkatalog Blatt 8

Röhrentaschenbuch BAND II

VON W. BEIER

3., ergänzte und berichtigte Auflage

9,6 × 20,0 cm, 696 Seiten, etwa 900 Sockelschaltungen, Halbleiteneinband 18,80 MDN

Die 3., völlig neubearbeitete Auflage des seit seinem ersten Erscheinen allen Rundfunk- und Fernsehpraktikern unentbehrlich gewordenen Nachschlagewerkes für Labor und Werkstatt.

Inhalt: Fernsicht- und Dreifarbenbildröhren · Oszillografenröhren · Katodenstrahlröhren · Polarkoordinatenröhren · Fernsehaufnahmeröhren · Ignitronröhren · Magnetronröhren · Klystronröhren · Wanderfeldröhren · Karzinotronröhren · Quarze · Germanium- und Siliziumdioden · Transistoren · Fotodioden · Fotozellen · Spannungsregleröhren · Strahlungszähler · Thermokreuze · Stromregleröhren

Durch jede Buchhandlung erhältlich. Falls nicht, wird Ihr Auftrag direkt an den Verlag erbeten.

VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN



LEIPZIGER HERBSTMESSE 1964

FERNSEHEN

● Die Fernsehgeräte der DDR, der VEB RAFENA WERKE RADEBERG und der VEB FERNSEHGERÄTEWERKE STASSFURT zeigten auch zur diesjährigen Leipziger Herbstmesse ihre bewährten Standardreihen, die bereits zur Frühjahrsmesse der Öffentlichkeit vorgestellt wurden [siehe radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 S. 228]. Diese Geräte sind auch schon zum großen Teil im Handel erhältlich.

Neuartig war dagegen die Ausstellung von Prototypen beider Werke, die erstmalig dem Publikum vorgestellt wurden.

Die Prototypen zeichneten sich vorwiegend durch neuartige Gehäusegestaltungen aus, während bei den Schaltungen auf bewährte Grundkonzeptionen zurückgegriffen wurde. Selbstverständlich wurden hierbei jedoch teilweise moderne Bauelemente, wie die Röhren PL 500, EF 183, ECL 86, verwendet.

Charakteristisch für die neue Linie ist die asymmetrische Anordnung einer Linienskala für VHF- und UHF-Abstimmung, die bei den Geräten vom VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt zusätzlich beleuchtet ist (Ilona 103, Donja 202, Donja 101, Sibylle 104), während sich der Prototyp des VEB Rafena Werke Radeberg durch eine Ausführung mit gewölbter Schutzscheibe oder einer implusionsgeschützten Bildröhre auszeichnet (Stadion 8).

Es muß jedoch darauf hingewiesen werden, daß es sich bei den Prototypen nur um Testmodelle handelt, mit deren baldiger Produktionsaufnahme vorläufig nicht zu rechnen ist.

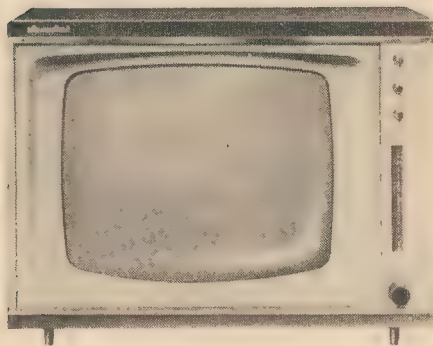
● Von der SOWJETUNION wurden die schon bei vorhergehenden Messen gezeigten TV-Empfänger Signal und Belaruss-110 ausgestellt. Sie sollen jedoch gegenüber den Vorgängern konstruktive Verbesserungen besitzen. Welcher Art nun diese Verbesserungen sind, konnte vom Standpersonal leider nicht erfahren werden.

● Die Tendenz zur Standardisierung zeigte sich auch bei den Exponaten der VOLKSREPUBLIK POLEN, wobei mit dem TV-Empfänger „Nefryt“ nun der dritte Empfängertyp einer Reihe vorgestellt wurde. Hierzu gehören die bereits bekannten TV-Empfänger „Opal“ und „Koral“. Der Empfänger „Nefryt“ hat die Bildabmessungen 370 × 475 mm und unterscheidet sich auch sonst lediglich in der äußeren Gestaltung und in den äußeren Abmessungen von den Paralleltypen [radio und fernsehen 13 (1964) H. 8 S. 229 und 12 (1963) H. 8 S. 230].

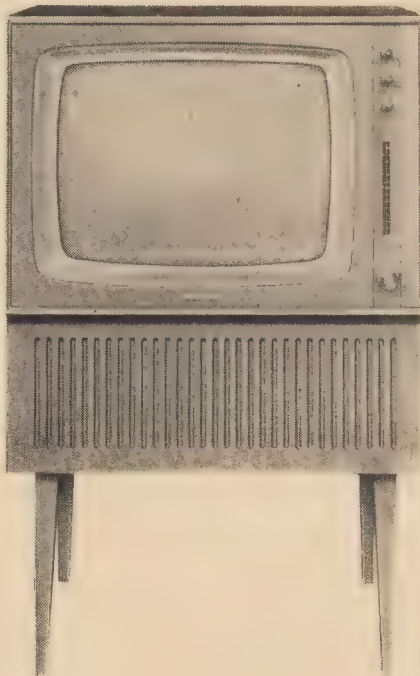
● Die französische Firma CFT (Compagnie Française de Télévision) nutzte in Leipzig die Gelegenheit, um neben der Vorstellung ihrer Farbfernsehempfänger auch das französische SECAM-System, also die französische Variante des für Europa zu wählenden Farbfernsehsystems, zu demonstrieren.

Das vorgeführte Farbfernsehprogramm wurde einer magnetischen Aufzeichnung entnommen. Die endgültige Entscheidung über das zu ver-

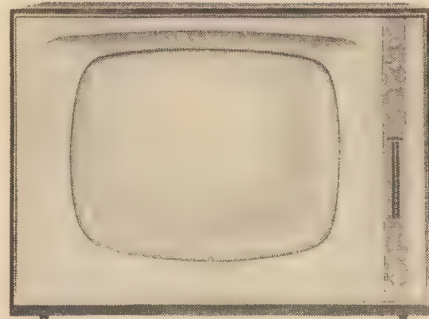
DIE VORGESTELLTEN PROTOTYPEN



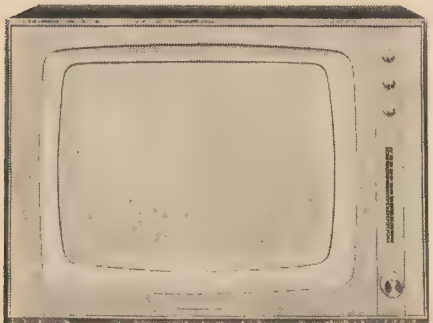
„Donja 101“, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



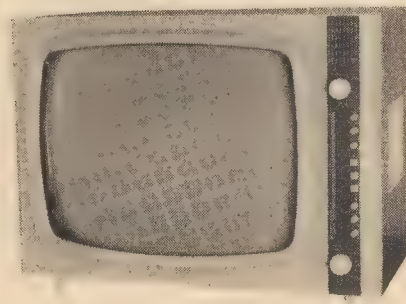
„Ilona 103“, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



„Sibylle 104“, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt



„Donja 202“, VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt

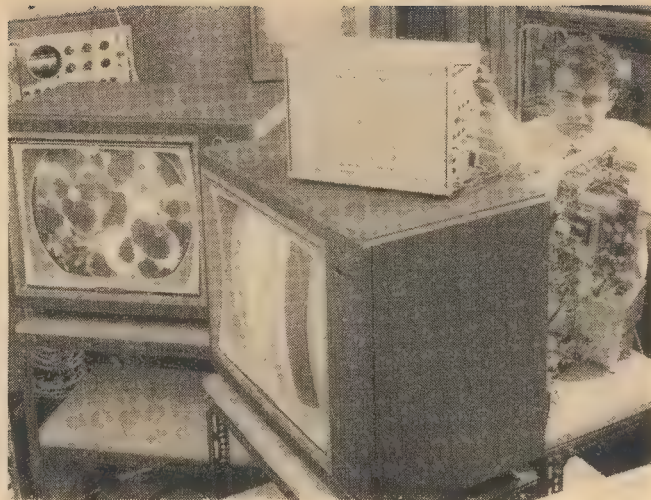


„Stadion 8“, VEB Rafena Werke Radeberg

wendende System fällt voraussichtlich im März 1965 in Wien. Zu einem späteren Zeitpunkt erfolgt eine entsprechende Beschreibung des SECAM-Systems in radio und fernsehen.



SECAM-Farbfernsehempfänger im Laboratorium, CFT



„Nefryt“, Volksrepublik Polen

RADIO

● Ein neues Koffergerät aus der R 110-Serie mit drei Wellenbereichen (K, M, L) stellte der VEB STERN-RADIO BERLIN mit Stern 111 vor. Es handelt sich um einen 7-Kreis-Super, der mit den Transistoren GF 122, 2× GF 121, GC 100, GC 116, 2-GC 121 bestückt ist und eine Ausgangsleistung von 400 mW hat. Er ist mit einer eingebauten Ferritantenne ausgestattet und besitzt Anschlußmöglichkeiten für Autoantenne, Tonabnehmer, Tonbandgerät, Ohrhörer oder zweiten Lautsprecher. Seine Empfindlichkeit wird wie folgt angegeben:

$$M \leq 300 \mu V/m$$

$$K \leq 200 \mu V/m$$

$$L \leq 650 \mu V/m$$

Die im Gerät vorhandene Batteriekammer zur Aufnahme von zwei 4,5-V-Flachbatterien ist mit dem Netzteil H 100 für 220 V, das in alle Geräte der R 110-Serie eingesetzt werden kann, auswechselbar.

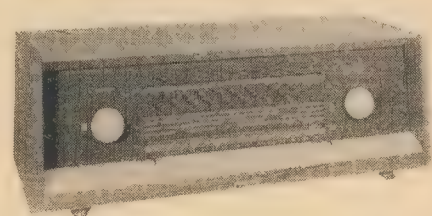
● Die Stereoanlage Antonio des VEB (K) GOLDPFEIL, Hartmannsdorf, die aus dem Steuergerät (siehe Bild) und zwei getrennten hochwertigen Lautsprecherboxen besteht, ist jetzt auch mit Decoder zum Empfang von HF-Stereophonie ausgerüstet. Ausgangsleistung 2× 4 W. Ein Teil der Großsuper von Goldpfeil wird jetzt mit der vom Werk entwickelten Nachhallleinrichtung siehe radio und fernsehen 12 (1963) H. 8 S. 231 geliefert.

● Ein breites Sortiment an Musiktruhen und -schränken zeigten die Tonmöbelfabriken PETER (Plauen) und KRECHLOK (Luckenwalde). Im nebenstehenden Bild stellen wir die

neue Caterina-Variante 103 VO von der Firma PETER vor. Sie enthält den Rema 2003 Stereo (entweder bis 100 MHz oder bis 108 MHz lieferbar) und wird je nach Wunsch mit Einfachplattenspieler oder Plattenwechsler ausgestattet.

● Auf dem Stand der SOWJETUNION im Städtischen Kaufhaus fanden neben den bekannten klassischen Stereo- und Mono-Röhrenempfängern besonders die Transistorempfänger Aufmerksamkeit. Sie gefielen im Gegensatz zu manchen erst genannten Geräten durch die modernen Gehäuseformen. Der Transistorempfänger Kosmonaut besitzt neben seiner modernen Gehäuseform einen variablen Verwendungszweck. Er ist nicht nur als Heimempfänger konstruiert und geeignet, sondern in einer entsprechenden Tragetasche untergebracht auch als Campingempfänger. „Kosmonaut“ ist mit 8 Transistoren und 2 Dioden bestückt und besitzt Empfangsmöglichkeiten für den Lang- und Mittelwellenbereich. Mit drei Batterien von je 1,5 V soll er 4 bis 6 Monate betrieben werden können. Welche Spielzeit und Ansteuerungsverhältnisse diesen Angaben zugrunde liegen, konnte nicht erfahren werden. Die Ausgangsleistung beträgt 200 mW. Mit den Abmessungen 224×168×68 mm weist „Kosmonaut“ ein Gewicht von 1,7 kp auf. Ebenso für den Empfang im Lang- und Mittelwellenbereich bestimmt ist der Transistortischempfänger Narotsch. Mit 8 Transistoren und 3 Dioden weist dieser Empfänger folgende Eigenschaften auf: Ausgangsnennleistung 300 mW

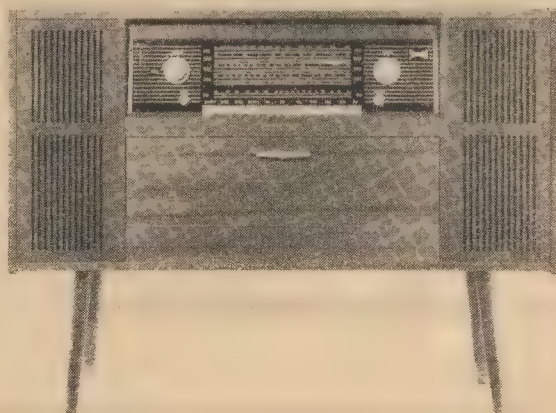
und die Empfindlichkeiten 100 μV bei LW und 70 μV bei MW. Die Stromversorgung erfolgt aus einer 9-V-Batterie. Hierfür können fünf verschiedene Typen verwendet werden. Durch den eingebauten Netzteil ist auch Netzbetrieb möglich. An der Rückseite des Emp-



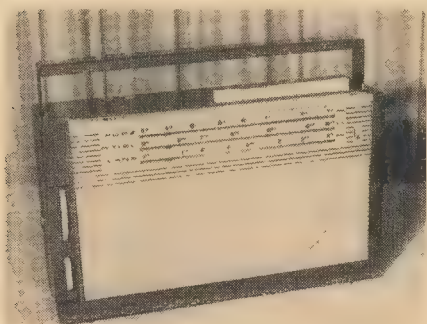
Steuergerät der Stereoanlage „Antonio“, VEB (K) Goldpfeil

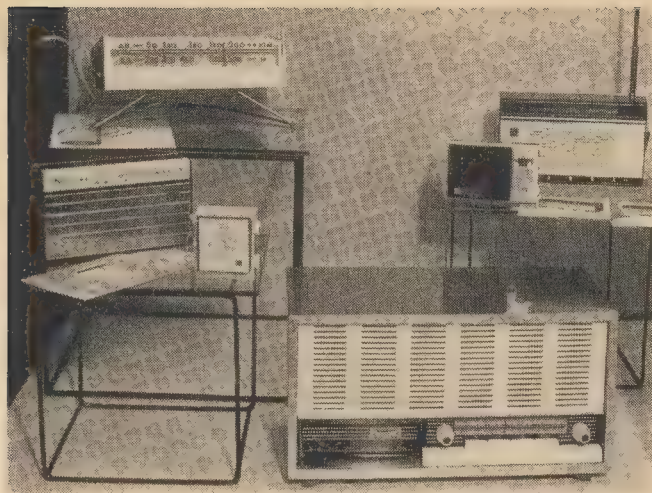
fängers besteht Anschlußmöglichkeit für einen Tonabnehmer. Das Gerät hat die Abmessungen 310×175×170 mm und wiegt 4 kp. Als tropenfest wird der Transistorcampingempfänger Banga bezeichnet. Dieser Empfänger ist für den Empfang im Mittel- und in zwei Kurzwellenbereichen (16—19 m und 25—50 m) geeignet. Für den MW-Bereich wird die Empfindlichkeit mit 800 $\mu V/m$ und für den KW-Bereich mit 100 $\mu V/m$ angegeben. Bestückt ist „Banga“ mit zehn Transistoren und zwei Dioden. Er besitzt weiterhin eine eingebaute Ferritstabantenne und eine ausziehbare Teleskopantenne. Anschlußmöglichkeiten für eine Außenantenne und einen Kleinhörer sind vorgesehen. Die Ausgangsleistung beträgt 150 mW, die Stromversor-

Musiktruhe „Caterina 103 VO“, Fa. Peter



Koffergerät „Stern 111“, VEB Stern-Radio Berlin





Stereanlage „Carmen“, Volksrepublik Polen

◀ Transistorempfänger „Kosmonaut“ (links oben), „Selga“ (Mitte links), „Kosmos“ (links unten), „Banga“ (rechts oben), „Jupiter“ (rechts Mitte), „Narotsch“ (rechts unten), UdSSR

gung erfüllen sechs Monozellen. Die Abmessungen in mm betragen $190 \times 111 \times 52$ bei einem Gewicht von 0,8 kp.

Ein weiterer Transistorkleinpemfänger für den Lang- und Mittelwellenbereich ist das Gerät Selga, das mit sieben Transistoren und einer Diode bestückt ist und eine Ausgangsleistung von 100 mW besitzt. Das Gerät weist eine eingebaute Ferritstabantenne und Anschlüsse für Kopfhörer und Außenantenne auf. Die Empfindlichkeit bei LW soll $\leq 2,5$ mV/m und die bei MW $\leq 1,2$ mV/m betragen. Die Selektivität (bei ± 10 kHz) wird mit kleiner als 20 dB angegeben. Bei einem Gewicht von 0,6 kp betragen die Abmessungen in mm: $170 \times 99 \times 40$.

Das Gerät Jupiter ist ein Transistortaschenempfänger mit den Abmessungen in mm: $113,4 \times 70,4 \times 31,5$. Es ist für den Betrieb im LW- und MW-Bereich vorgesehen und weist eine Ausgangsleistung von 60 mW auf. Die Empfindlichkeit im LW-Bereich beträgt 1,5 mV/m und im MW-Bereich 1,0 mV/m. Als Selektivität (bei ± 10 kHz) werden im LW-Bereich 20 dB und im MW-Bereich 16 dB angegeben. „Jupiter“ wiegt 0,32 kp.

Die Reihe der sowjetischen Transistorempfänger wird durch das kleinste Gerät Kosmos abgeschlossen. Dieses Gerät ist mit sieben Transistoren und einer Diode als Fünftkreissuper für den Betrieb im MW-Bereich vorgesehen und wird von zwei Monozellen von je 4,5 V betrieben. Die Ausgangsleistung beträgt 0,1 W bei einem Frequenzverlauf von 300 bis 3000 Hz. Mit den Abmessungen in mm: $70 \times 70 \times 32$ wiegt „Kosmos“ 150 p. Die Vorderfront wird vollständig aus dem Lautsprechergritter gebildet. Die beiden Einstellknöpfe für Sender und Lautstärke befinden sich daher an einer der Geräteseiten.

● Die vom polnischen Außenhandelsunternehmen UNIVERSAL mit nach Leipzig gebrachten Rundfunkempfängertypen waren zum großen Teil von früheren Messen her bekannt. Auffallend ist immer wieder die Tendenz zu massiven Blenden und Bedienungsknöpfen.

Eine neue Kombination von Stereoempfänger, Lautsprecherboxen und Plattenspieler war der Typ Carmen-stereo. Seine Ausgangsleistung: 2×3 W.

ELEKTROAKUSTIK

Auf dem Gebiet der Elektroakustik beschränkte sich das Angebot vorwiegend auf Weiterentwicklungen. Neuheiten wurden kaum gezeigt.

● Der VEB FUNKWERK ZITTAU stellte zwei neue Plattenspielerkombinationen aus, bei denen die von der Frühjahrsmesse 1964 her bekannten Plattenspielerchassis P 13/P 14 verwendet wurden.

Der Fonokoffer Ziphona P 14-66 KW mit Wiedergabeteil „stereo“ stellt eine komplette Heim-Stereanlage dar. Mit ihr können sämtliche Mikrorillen- und Stereoplatten mit 45, 33 $\frac{1}{3}$ und 16 $\frac{2}{3}$ Umdrehungen unabhängig vom Rundfunkgerät abgespielt werden. Der Fonokoffer ist mit dem Fonochassis P 14-66 ausgerüstet, welches folgende technische Parameter aufweist:

Frequenzgang:	40 ... 12 000 Hz
Tonhöhen schwankung:	< 0,3%
Fremdspannungsabstand:	> 50 dB
Störspannungsabstand:	> 39 dB

Der Fonokoffer ist mit einem Röhrenverstärker mit einer Sprechleistung von > 1,8 W bei einem Klirrfaktor < 10% ausgerüstet.

Röhrenbestückung: $2 \times$ EL 95, $2 \times$ ECC 83
Die Leistungsaufnahme der gesamten Anlage beträgt etwa 53 VA.

Das Gerät kann an Spannungen von 110, 127 und 220 V angeschlossen werden. Die Umschaltung erfolgt mit einem Umschalter unter dem Plattenteller des Fonogerätes.

Im Kofferdeckel sind zwei Lautsprecherboxen untergebracht. Diese sind vor Inbetriebnahme des Gerätes herauszunehmen und entsprechend in einem Abstand von mindestens 1,5 m aufzustellen und gewährleisten bei richtiger Abstimmung einen räumlichen Klangeindruck.

Das Gerät besitzt weiter einen getrennten Baßausgang zum Anschluß eines Rundfunkgerätes, um dadurch die Wiedergabe der tiefen Frequenzen zu verbessern.

Die Bedienung des Chassis erfolgt mit dem Drehknopf auf dem Chassis, welcher die Funktionen, Drehzahlwahl, Einschalter und mechanische Absenkeinrichtung vereinigt. Das Chassis ist federnd aufgehängt.



Fonokoffer „Ziphona“ P 14-66 KW mit Wiedergabeteil „stereo“, VEB Funkwerk Zittau

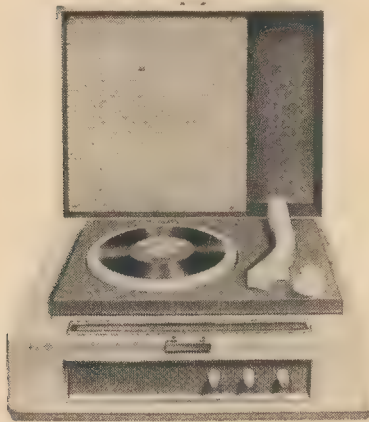
Der Fonokoffer Ziphona P 13-69 KW mit Wiedergabeteil „mono“ ist eine komplette Wiedergabeanlage für monaurale Schallplattenwiedergabe. Mit dieser Anlage können sämtliche Normal- und Mikrorillenplatten mit den Umdrehungen 78, 45, 33 $\frac{1}{3}$, unabhängig vom Rundfunkgerät abgespielt werden.

Der Koffer ist mit dem Fonogerät P 13-69 ausgerüstet und mit einem umschaltbaren Kristallsystem bestückt.

Das Gerät erreicht einen Frequenzgang von 30 ... 15 000 Hz.

Die übrigen technischen Daten entsprechen etwa denen des Fonokoffers P 14-66 KW.

Der Wiedergabeverstärker des Fonokoffers ist als Röhrenverstärker aufgebaut und mit Röhren EL 95 und ECC 83 bestückt. Die gesamte Leistungsaufnahme des Koffers beträgt etwa 42 VA. Im Kofferdeckel ist der Lautsprecher mit einer Leistung von 2 VA untergebracht.



Fonokoffer „Ziphona“ P 13-69 KW mit Wiedergabeteil „mono“, VEB Funkwerk Zittau

● Eine Produktion des VEB ELEKTROGERÄTEBAU LEIPZIG ist das weiterentwickelte Kristall-Mono-Schallplatten-abtastsystem KSMU 0263.

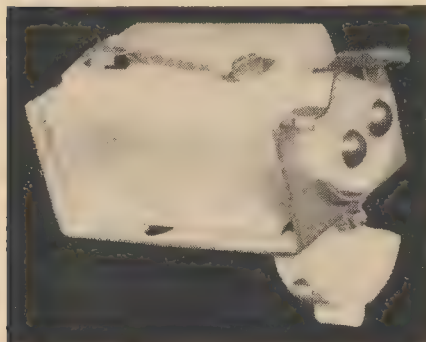
Das KSMU 0263 ist ein umschaltbares System zur Wiedergabe von Mikrorillenschallplatten M 33 und M 45 und Monoschallplatten mit Normalrillen für 78 U/min.

Das wahlweise Abtasten von Mikrorillen- oder Normalrillen-Schallplatten wird nach Betätigen eines Umschalthebels ermöglicht.

Das KSMU 0263 ist vorzugsweise verwendbar in den Tragarmen TA 3 und TA 6 des VEB Funkwerk Zittau, mit denen in der DDR gefertigte Schallplattenabspielgeräte u. a. ausgestattet sind. Das KSMU 0263 ist in den genannten Tragarmen unter Zwischenschaltung eines vom VEB Funkwerk Zittau hergestellten ansteckbaren Adapters austauschbar gegen das monofone Mikrorillen-Kristallabtastsystem KSM 0161 sowie gegen die Kristall-Stereoabtastsysteme KSS 0162 und KSS 0163 des VEB Elektrogerätebau Leipzig.

Das hervorstechende Merkmal dieses Systems ist sein ausgedehnter Übertragungsbereich. Er verläuft zwischen 30 Hz und 15000 Hz in einem Toleranzkanal von 10 dB Breite.

● Der Studio-Magnetkopfsatz W 1 V 7, A 1 V 5, L 1 V 16, eine Neuentwicklung des



FEE LEIPZIG, besteht aus Aufzeichnungs-, Wiedergabe- und Löschkopf für Vollspur auf 6,25-mm-(1/4 Zoll-)Magnetband. Die Abschirmung der Köpfe gewährleistet eine geringe Fremdfeldempfindlichkeit. Besonderer Wert wurde auf eine möglichst geringe Welligkeit der Wiedergabespannung bei tiefen Frequenzen gelegt.

Technische Daten

Magnetkopf für Aufzeichnung A 1 V 5

Induktivität: 7 mH

Aufzeichnungsfaktor:

$f_z = 1 \text{ kHz}$, $v = 38 \text{ cm/s}$,

CR-Band 1,57 pVs/ μA

opt. Vormagnetisierungsstrom:

$f_v = 80 \text{ kHz}$, $f_z = 1 \text{ kHz}$,

$v = 38 \text{ cm/s}$, CR-Band 7 mA

Magnetkopf für Wiedergabe W 1 V 7

Induktivität: 75 mH

Wiedergabefaktor:

$f = 1 \text{ kHz}$, $v = 38 \text{ cm/s}$ 1,52 $\mu\text{V/pVs}$



Studio-Magnetkopf-Satz W 1 V 7, A 1 V 5, L 1 V 16, Magnetkopf-Laboratorium der FEE Leipzig

Magnetkopf für Löschung L 1 V 16

Induktivität: 1,7 mH

Löschdämpfung:

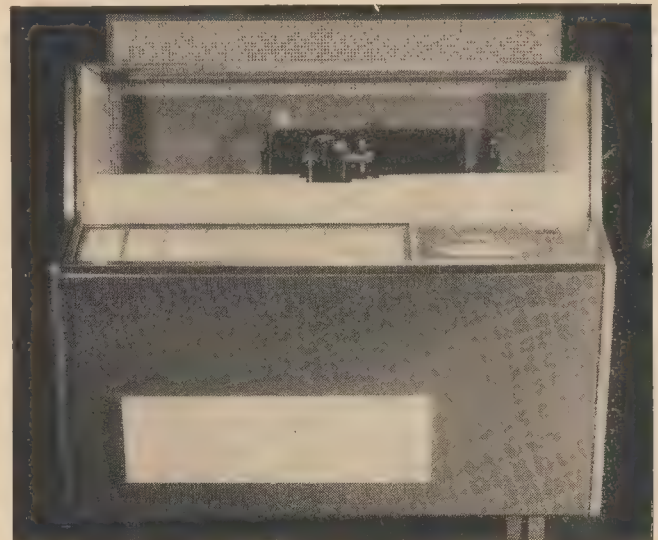
$f_1 = 80 \text{ kHz}$, $v = 38 \text{ cm/s}$,

CR-Band > 70 dB

Löschstrom: 80 mA

● Ständig umlagert war u. a. die Musikbox polyhymat, ein Erzeugnis des VEB FUNKWERK ERFURT (siehe Bild). Nähere technische Einzelheiten waren jedoch nicht rechtzeitig zu erfahren.

Musikbox „polyhymat“, VEB Funkwerk Erfurt



Kristall-Mono-Schallplattenabtastsystem KSMU 0263, VEB Elektrogerätebau Leipzig

● Das Magnetfilmgerät MF 17-35 wurde von der PGH ELEKTRO-AKUSTIK LEIPZIG entwickelt und dient zur bildsynchrone Tonaufzeichnung und Tonüberspielung auf perforierten Magnettonfilm sowie zur Wiedergabe und Löschung derartiger Aufnahmen. Der Grund für die Anwendung der Perforation ist die Forderung nach Synchronisation.

Das Magnetfilmgerät MF 17-35 wird in der Grundausrüstung entweder für 17,5-mm- oder 35-mm-Magnettonfilm geliefert. Durch Umrüsten der Führungsrollen sowie Austausch der Filmtransportrolle ist dieses Gerät für beide Filmbreiten einsetzbar.

Außer netzsynchronen Antrieb kann auf Betriebsart „Synchrovis“ umgeschaltet werden. Der synchrone Antrieb bei Duplex-Betrieb erfolgt über eine mechanische Kupplung.

Das Magnetfilmgerät MF 17-35 besteht aus dem Laufwerk und dem Verstärkergestell. Die Zusammenschaltung erfolgt über Steckverbindungen.

Technische Daten

Filmgeschwindigkeit

bei 24 B/s: 45,6 cm/s

bei 25 B/s: 47,5 cm/s

Tonhöhenchwankung linear

1 ... 480 Hz gemessen mit

MM 5: < 1,5‰

Fremdspannungsabstand: > 54 dB

Frequenzgang: 30 Hz ... 18 kHz

± 1,5 dB

Nichtlineare Verzerrungen: (bei 6 dB, $f = 1 \text{ kHz}$)

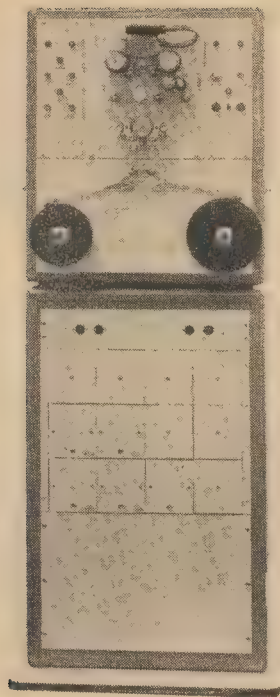
$d_s \leq 0,5\%$

$d_s \leq 3\%$

Hochlaufzeit: < 5 s

Ebenfalls ein Erzeugnis dieser PGH ist das Tonbandlaufwerk TB 63. TB 63 ist ein Gerät des hochwertigen Studioaufnahmen gestattet. Das Dreimotorenlaufwerk ist für eine Geschwindigkeit von 38,1 cm/s eingerichtet.

Als Aufnahme- und Wiedergabeentzerrer werden zwei 1/4-Kassetten des VEB Studioteknik Berlin (AE 60, WE 60) verwendet. Der Einschubrahmen ER 60 nimmt diese beiden Geräte sowie den Gleichrichter GM 60 auf. Das Laufwerk TB 63 wurde insbesondere für Tonstudios, Theater, wissenschaftliche Insti-



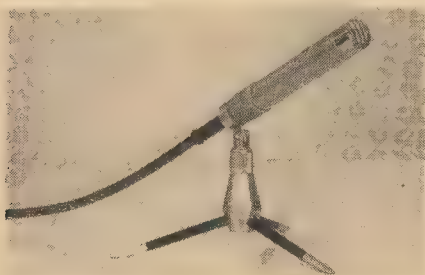
Magnetfilmgerät MF 17-35, PGH Elektro-Akustik Leipzig

tute, Hochschulen, Musikschulen sowie Betriebsfunkanlagen konstruiert.

Technische Daten

max. Bandlänge:	1000 m auf flanschlosen Kernen (Bandsorte CR, Orwo Wolfen)
Bandlauf:	Anlaufzeit < 0,3 s Stoppzeit < 0,3 s Umspulzeit bei 1000 m < 3,0 min
Bandgeschwindigkeit:	38,1 cm/s
Tonhöhenchwankung im Bereich	
1 ... 480 Hz:	≤ 0,3 %
Frequenzgang:	30 ... 60 Hz ± 1,5 dB 60 ... 10000 Hz ± 1,0 dB 10000 ... 15000 Hz ± 1,5 dB
Klirrfaktor über Band bei Vollaussteuerung (6 dB):	$d_a \leq 1\%$, $d_s \leq 2\%$
Fremdspannungsabstand:	≥ 54 dB

● Verbesserungen zeigte auch der Plattenspieler Solo der Firma KURT EHRLICH.



Tischständer TS 64 mit Mikrofonhalter MH 64 und Mikrofon M 582 mit Kapsel M 58, Fa. Georg Neumann & Co.

Die Ausgangsleistung des Fonokoffers „Solo“ wurde von 0,75 auf 2 W erhöht. Weitere Verbesserungen erfuhren die Regelbereiche der Tiefen- und Höhenregelung.

● Von der Firma GEORG NEUMANN & CO. wurde ein neuentwickeltes Mikrofonstativ TS 64 ausgestellt, das nach allen Seiten dreh- und schwenkbar ist und isoliert verschraubt werden kann.

● Der 25-W-Mischpultverstärker KR 60 der Firma GERHARD REISSMANN dient zusammen mit Lautsprecher und Mikrofon zur Übertragung von elektroakustischen Darbietungen. Die gesamte Anlage gestattet die Wiedergabe von Tonbändern und Schallplatten sowie Mikrofondarbietungen mit Misch- und Überblendungsmöglichkeiten. Sie ist transportabel und in zwei mit Kunstleder bezogenen Holzkoffern untergebracht. Der Verstärker liefert sämtliche Speisespannungen für das Kondensatormikrofon.



25-W-Mischpultverstärker KR 60, Fa. Gerhard Reißmann

Technische Daten

Röhrenbestückung:	3 × ECC 83 2 × EL 34 1 × EYY 13
Eingänge:	4 Eingänge, getrennt regelbar, > 100 kΩ
Ausgänge:	für Lautsprecher 500 Ω erdfrei, 20 Ω und 6 Ω einseitig geerdet, für Zusatzverstärker etwa 500 kΩ
Leistung:	25 W, Klirrfaktor nach DIN 45566
Fremdspannungsabstand:	> 60 dB
Frequenzgang:	40 ... 15000 Hz ± 20 dB (Stellung der Klangregler markiert)

● Neue elektroakustische Geräte des Auslands zeigte der Stand der VOLKSREPUBLIC POLEN. Die Schallplattenanlage Stereo-260 Typ WG-260f arbeitet mit zwei Tonsäulen bei einer Ausgangsleistung von je 4 VA. Die Anlage gestattet also auch eine Beschallung mittelgroßer Räume, ist natürlich auch für den Heimgebrauch sehr gut geeignet. Die Gesamtleistungsaufnahme beträgt 160 VA. Folgende Plattengeschwindigkeiten können eingestellt werden: 78, 45, 33 1/3 U/min. Der Fonokoffer maestro G-410 gestattet dagegen in Monoausführung zusätzlich das Abspielen von Schallplatten mit einer Umdrehungszahl von 16 2/3 U/min. Dieses Gerät weist dagegen jedoch keine weiteren Besonderheiten auf.

● Robotron 100 heißt der neuentwickelte — vom VEB BÜROMASCHINENWERKE, Sömmerda ausgestellte — elektronische Rechenautomat, der für den Einsatz in Lochkartenstationen bestimmt ist. Diese Neuentwicklung, die zur Leipziger Herbstmesse 1964 erstmalig der interessierten Fachwelt vorgestellt wurde, ist ein programmgesteuerter, volltransistorisierter Digitalrechner mit Lochkartenein- und -ausgabe. Er hat die Aufgabe, die herkömmlichen, elektromechanischen Rechenlöcher abzulösen und den Engpaß in der Rechenkapazität, der noch in vielen Rechenstationen bestand, zu beseitigen. Darüber hinaus ergibt sich durch die Anwendung des „Robotron 100“ eine Verbesserung der organisationstechnischen Arbeitsmöglichkeiten, da er in der Lage ist, alle vier Grundrechnungsarten in kürzester Zeit auszuführen.

Die Anlage besteht aus der elektronischen Zentraleinheit, dem Lochkartenein- und -ausgabegerät sowie dem Bedienungspult mit elektrischer Schreibmaschine.

Als innerer Speicher dient ausschließlich eine im Rechner untergebrachte Magnettrommel. Auf ihren 940 Speicherplätzen werden Programme und Zahlen gespeichert. Die Magnettrommel hat 73 Spuren und dreht sich mit 6000 Umdrehungen je Minute.

„Robotron 100“ ist eine Ein-Adreßmaschine. Der elektronische Rechenautomat verarbeitet alle Informationen in Serie und besitzt eine Wortlänge von 14 Dezimalstellen. Für die elektronischen Schaltungen wurden insgesamt etwa 3000 Transistoren und 6700 Dioden eingesetzt.

Die Rechengeschwindigkeit liegt im Mittel bei 140 Befehlen je Sekunde. Puffer ermöglichen die gleichzeitige Eingabe, Ausgabe und Bearbeitung von Daten. Das Lochkartenein- und ausgabegerät liest maximal 100 bzw. 2 × 100 Karten und stanzt maximal 100 Karten je Minute. Der „Robotron 100“ arbeitet im Gegensatz zu der bei Rechnern in Lochkartenanlagen oft gebräuchlichen Stecktafelprogrammierung mit einer inneren Programmsteuerung.

Der Rechenautomat „Robotron 100“ fügt sich organisch in jede Lochkartenstation ein. Das gilt sowohl für sein Ein- und Ausgabemedium (die Lochkarte) ebenso wie für die Stromversorgung und die Klimaansprüche der Rechenanlage. Durch automatische Kontrollen ist der „Robotron 100“ äußerst zuverlässig.

Er bildet eine wertvolle Ergänzung der übrigen Lochkartenmaschinen, weil er nicht nur die Funktion eines Rechenlochers erfüllt, sondern diesen in der Geschwindigkeit weit übertrifft und die Vorzüge der elektronischen Rechenautomaten für Lochkartenstationen nutzt.

Mit Hilfe des „Robotron 100“ ist es u. a. möglich, Optimierungsaufgaben zu bearbeiten. Mit dieser Anlage lassen sich aber auch mathematisch-technische Probleme, wie Differentialgleichung, kritische Drehzahlen, die Tabellierung von Funktionen und lineare Gleichungssysteme lösen.

Die genannten Möglichkeiten verleihen dem Lochkartenrechner eine hohe Flexibilität, die mit einer neuen Qualität in der Organisations-



Robotron 100 — neuer elektronischer Lochkartenrechner des VEB Büro-maschinenwerke Sömmerda

arbeit einen bedeutenden Schritt zu einer komplexen Datenverarbeitung ergibt.

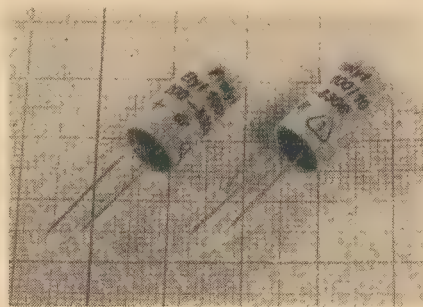
Technische Daten

Adreßsystem:	Ein Adreß
Wortlänge:	14 Dezimalziffern
Zifferndarstellung:	direkte duale Verschlüsselung, 4 Bits je Ziffer
Zahlenverarbeitung:	serie-serie, Festkomma
Speicher:	Magnettrommel mit 6000 U/min
Speicherkapazität:	940 Worte
Wartezeit:	900 Speicherplätze mit 5 ms mittlere Wartezeit 40 Speicherplätze mit 1 ms mittlere Wartezeit
Schnellregister:	Register mit Kapazität von 3 Dezimalziffern, ohne Wartezeit
Zahlenlänge:	12 Dezimalziffern und Vorzeichen
Befehlslänge:	27 Bits, 2 Befehle je Wort
Wortzeit:	0,5 ms
Additions-Subtraktionszeit:	0,5 ms
Multiplikationszeit:	etwa $2(n+1)$ ms (n = Stellenzahl des Multiplikators)
Divisionszeit:	etwa $3(m+1)$ ms (m = Stellenzahl des Quotienten)
Ein- und Ausgabe:	Lochkarten-Ein- und -Ausgabe-Gerät, elektrische Schreibmaschine Abfühlbahn, Stanzbahn
Kartenbahnen:	
Lesegeschwindigkeit:	max. 6000 Karten je Stunde
Stanzgeschwindigkeit:	max. 6000 Karten je Stunde
Steuerung der Kartenbahnen:	durch Schalter und programmiert
Kapazität der Lesepuffer:	96 Ziffern
Kapazität der Stanzpuffer:	96 Ziffern
Geschwindigkeit der elektrischen Schreibmaschine:	12 Anschläge/s
Kontrollen:	Paritätsbit, Überlauf, vollständige Kontrolle des Lesens und Stanzens, Kontrolle der Taktgebung

Raumbedarf:	etwa 30 m ²
Klimatische Bedingungen:	Normalklima nach TGL 9198

BAUELEMENTE

● Vom VEB KONDENSATORENWERK FREIBERG ist als Neuentwicklung der Niedervolt-Elektrolytkondensator für gedruckte Schaltungen mit einer besonders geringen Bauhöhe zu nennen, durch die eine weitgehende Miniaturisierung und flache Bauweise bei transistorisierten Klein-geräten ermöglicht wird. Der Temperaturbereich und die Klimafestigkeit dieses Kondensators wurden auf die Bedürfnisse derartiger Geräte abgestimmt. Eine Isolierung



Niedervolt-Elektrolytkondensatoren für gedruckte Schaltungen, VEB Kondensatorenwerk Freiberg

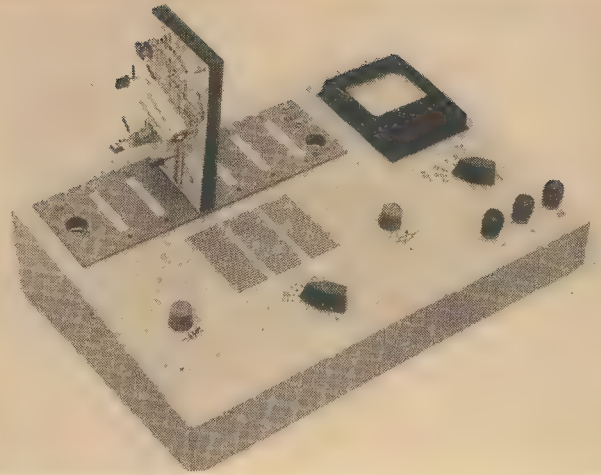
des Kondensatorengehäuses gegenüber Berührung mit benachbarten Bauelementen ist nicht erforderlich.

Es werden die Spannungsreihen: $\frac{3}{4}$ V...
10/12 V...
15/18 V...

mit den Kapazitätswerten zwischen 5 und 200 μ F geliefert.

Die Tantalkondensatorenreihe wurde wie folgt erweitert:

Kapazitäten bis 100 μ F
Spannungsreihe bis 25/30 V.



Lehr- und Experimentiergerät „Transpoly“, VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik „Carl von Ossietzky“

● Die neue Selendiode D 16 des VEB GLEICHRICHTERWERK GROSSRÄSCHEN ist speziell für den Einsatz in der Phasenvergleichsschaltung des Zeilenablenk- teiles in TV-Geräten gedacht. Hier ihre technischen Daten:
max. Sperrspannung: 160 V_ bzw. 2×80 V_
Belastungsstrom: 0,25 mA
Innenwiderstand in der Durchlaßrichtung: ≤ 44 k Ω
Innenwiderstand in der Sperrrichtung: ≥ 32 M Ω
Die Serie der Selenkleinstgleichrichter wurde um zwei neue Typen erweitert. Den Typ B 20/15 — 0,03, ein Ladegleichrichter für Ladekleinstgeräte, und den Typ E 120/45 — 0,015.

Elektrische Daten:

	An- schluß- spannung V_{eff}	Gleich- spannung V_{mitt}	Nenn- strom I_A
B 20/15 — 0,03	20	15	0,03
E 120/45 — 0,015	120	45	0,015

● Ein Lehr- und Experimentiergerät für den polytechnischen Unterricht in den Schulen war ein neues Exponat vom VEB WERK FÜR BAUELEMENTE DER NACH- RICHTENTECHNIK „CARL VON OS- SIETZKY“, genannt Transpoly. Dieses Ge- rät soll dem Dozenten die Möglichkeit geben, die Grundlagen der Elektronik anhand ein- facher Grundschaltungen experimentell zu erläutern. Durch Variieren der Widerstände und Kondensatoren ist er in der Lage, die Ver- änderungen bezüglich Frequenz, Arbeits- punkt an den Halbleiterbauelementen, Laut- stärke, Klirrfaktor usw. anschaulich zu demon- strieren. Infolge der Ausführung der bauele- menteaufnehmenden Steckplatten können die Variationen der Bauelemente schnell und sicher durchgeführt werden.

Zu dem Gerät gehören 16 Musterschablonen von 16 erprobten Grundschaltungen. Mit Hilfe einer sog. „Normschablone“ lassen sich nach geeigneten Schaltungen die erforderlichen Schablonen herstellen und damit die Aufnah- meplatten bestücken. Zur Ausrüstung des Ge- rätes gehört ein Experimentierteil mit ein- gebautem Lautsprecher, Lautstärkereglern, Drehko, Vielfachmeßinstrument und Batterie-

satz. Diverses Werkzeug und die erforderlichen Bauelemente befinden sich im Magazin- teil des Gerätes.

ROHREN UND HALBLEITER

● Der VEB WERK FÜR FERNSEHELEK- TRONIK BERLIN zeigte als Neuheit die Schaltodiode OA 722.

Statische Werte

bei Umgebungstemperatur t_a 25 °C—5 grd
Durchlaßspannung bei
 $I_{AK} = 100 \text{ mA}$ $U_{AK} \leq 0,75 \text{ V}$
Sperrstrom bei $U_{KA} = 10 \text{ V}$ $I_{KA} \leq 20 \mu\text{A}$

Grenzwerte

bei Umgebungstemperatur
 t_a 25 °C — 5 grd
Sperrspannung $U_{KA \text{ max}}$ 20 V
Spitzensperrspannung
($f \geq 25 \text{ Hz}$) $U_{KA \text{ max}}$ 30 V
Durchlaßstrom $I_{AK \text{ max}}$ 120 mA
Durchlaßspitzenstrom
($f \geq 25 \text{ Hz}$) $i_{AK \text{ max}}$ 400 mA
Stoßstrom
($\leq 1 \text{ s}$, Pause $\geq 1 \text{ min}$) $I_{AKM \text{ max}}$ 600 mA
Sperrschichttemperatur $I_{j \text{ max}}$ 75 °C



Schaltodiode OA 722, VEB Werk für Fernsehlek- tronik Berlin

Der hohe Sperr- und kleine Durchlaßwider- stand, verbunden mit einer hohen mechani- schen und elektrischen Stabilität, sichern die- ser neuen Germanium-Kleinflächendiode einen universellen Einsatz als Schaltelement.

● Der VEB RÖHRENWERK MÜHLHAU- SEN zeigte als Neuentwicklung die Röhre EL 500. Sie dient, ebenso wie die PL 500, als Endröhre in Horizontalablenkstuken von Fernsehempfängern.

Sockelschaltung, Abmessungen und elektri- sche Daten (mit Ausnahme der Heizung) ent- sprechen denen der PL 500. Die Heizung ist für 6,3 V Parallelschaltung ausgelegt.

● Als beachtenswerte Neuheit stellte das HALBLEITERWERK FRANKFURT/ ODER den Germanium-Kleinleistungs- transistor GC 301 aus. Er entspricht so- wohl hinsichtlich der Verschlußtechnik als auch in bezug auf seine elektrischen Daten dem oft zitierten Weltniveau (Tabelle 1). Der Fort- schritt bei diesem Transistortyp geht zurück, erstens auf ein hochdotiertes Emittiergebiet, das auch bei höheren Kollektorströmen einen hohen Emittierwirkungsgrad und damit einen geringen Abfall der Stromverstärkung bei steigendem Kollektorstrom zu erreichen ge- stattet und zweitens auf die Verwendung eines speziellen Oberflächen-Stabilisationsmittels, das als Feuchtigkeitsgitter wirkt. Die maximal zulässige Kollektorspannung wird demzufolge nicht durch Oberflächeneffekte, sondern durch den Volumendurchbruch bestimmt. Trotz

Verwendung relativ niederohmigen Ausgangs- materials, das in der praktisch stets ange- wandten Emitterschaltung eine Grenzfrequenz von etwa 15 kHz (f_β) zur Folge hat (Grenzwert siehe Tabelle 1), wird dadurch eine maximal zulässige Kollektorspannung von 32 V erreicht. Die Nennverlustleistung der Transistortypen GC 300/301 beträgt bei idea- ler Kühlung und einer Gehäusetemperatur von 45 °C 400 mW. Bei einer Batteriespan- nung von 9 V kann man mit diesem Transistor- typ eine Sprechleistung von 1 W gut erreichen. Diese Ausgangsleistung ist bekanntlich für moderne Kofferempfänger obligatorisch. Die Bedingungen für die Zusammenstellung von Pärchen lauten:



Silizium-Diffusionsgleichrichter SY 107, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

1. $U_{BE} = 110 \dots 200 \text{ mV}$ (Ruhearbeits- punkt)
 $\Delta U_{BE} \leq 15 \text{ mV}$ bei $U_{CE} = 6 \text{ V}$,
 $I_C = 5 \text{ mA}$
2. Abweichung der Basisströme $\Delta I_B \leq 25\%$
bei $U_{CE} = 6 \text{ V}$, $I_C = 50 \text{ mA}$ und
 $U_{CE} = 1 \text{ V}$, $I_C = 350 \text{ mA}$

Die Silizium-Diffusionsgleichrichter der Reihe SY 100 bis SY 110 werden bis zu Nennsperrspannungen von 100 V (SY 110) hergestellt und haben eine Nennstromstärke von einem Ampere ohne Kühlblech (Wider- standslast)! Technisch steht ihrem Einsatz in den Netzteilen von Fernsehempfängern mit großem Ladekondensator nichts im Wege.

Als weitere Neuentwicklung war auf dem Aus- stellungsstand des Halbleiterwerkes Frank- furt der Germanium-Leistungstransi- stor GD 200 ... GD 220 zu sehen. Die vor- läufigen Datenblattangaben sind in der Ta- belle 2 zusammengestellt.

Als Leistungstransistor mit einer Nennverlust- leistung von 15 W und einem Scheitelstrom von 6 A wird dieser Transistor von einem gro- ßen Teil der Geräteentwickler begrüßt werden. Der Niederfrequenztechniker, der hochwertige Verstärker bauen möchte, wird sich allerdings noch eine Erhöhung der Grenzfrequenz (siehe Tabelle 2) wünschen.



Germanium-Leistungstransistor GD 200, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

Tabelle 1

GC 300	GC 301
$U_{CB0} \text{ max. } 20 \text{ V}$	$U_{CB0} \text{ max. } 32 \text{ V}$
$I_{C \text{ max}}: 0,5 \text{ A}$	
$I_{C \text{ max imp}}: 1,5 \text{ A}$	
$U_{CE \text{ max. } 20 \text{ V}}$	$U_{CE \text{ max. } 32 \text{ V}}$
bei einem $R_{BE} \leq 500 \Omega$	
$I_{CER} < 330 \mu\text{A}$ bei $U_{CE}: 20 \text{ V}$	$I_{CER} < 330 \mu\text{A}$ bei $U_{CE}: 32 \text{ V}$
und bei $R_{BE} \leq 500 \Omega$	
$\frac{B_{500 \text{ mA}}}{B_{\text{max}}} \geq 0,5$	
Stromverstärkungsgruppen	
$\begin{matrix} \text{I } B = 18 \dots 33 \\ \text{II } B = 27 \dots 55 \\ \text{III } B = 45 \dots 88 \\ \text{IV } B = > 72 \end{matrix}$	
bei $U_{CE} = 1 \text{ V}$, $I_C = 350 \text{ mA}$	
Grenzfrequenz in Emitterschaltung	
$f_\beta \geq 10 \text{ kHz}$	
$U_{CE} = 2 \text{ V}$, $I_C = 10 \text{ mA}$	
$R_{\text{thl}} \leq 75 \text{ grd/W}$	

Tabelle 2: GD 200 ... GD 220

Kenndaten			
$I_{CB0} \leq 150 \mu\text{A}$	$U_{CB} = 6 \text{ V}$		
$I_{CER0} \leq 3000 \mu\text{A}$	$U_{CE} = 6 \text{ V}$		
$B \geq 15$	bei $I_C = 6 \text{ A}$, $U_{CE} = 1 \text{ V}$		
$\frac{B (I_C = 6 \text{ A})}{B (I_C = 0,6 \text{ A})} \geq 0,5$			
$U_{CE \text{ sat}} \leq 1 \text{ V}$	bei $I_C = 6 \text{ A}$, $I_B = 0,6 \text{ A}$		
$f_T \geq 200 \text{ kHz}$	bei $I_C = 0,5 \text{ A}$, $U_{CE} = 6 \text{ V}$		
$R_{\text{thl}} \leq 2 \frac{\text{grd}}{\text{W}}$			
Grenzdaten			
	GD 200	GD 210	GD 220
$U_{CB \text{ max}}$	30 V	60 V	80 V
$U_{CE \text{ max}}$	20 V	48 V	60 V
$U_{EB \text{ max}}$	10 V	20 V	20 V
$I_{B \text{ max}} = 0,6 \text{ A}$			
$I_{C \text{ max}} = 6 \text{ A}$			
$\theta_{j \text{ max}} = 75 \text{ °C}$			

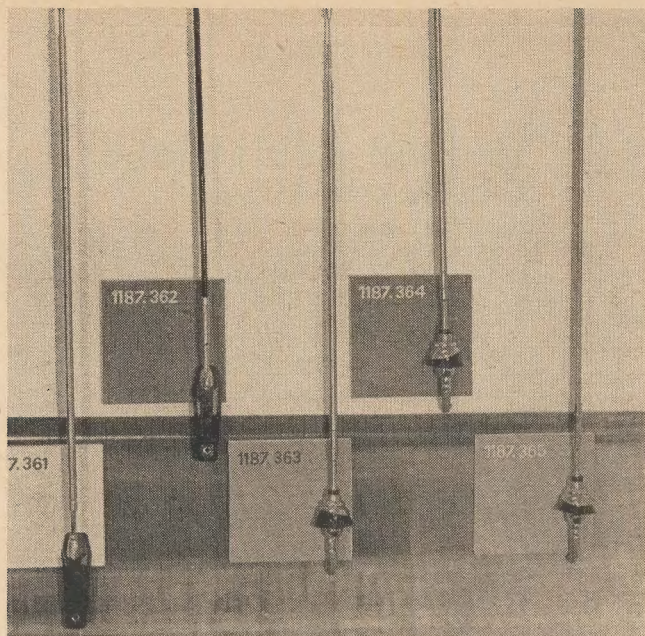
ANTENNEN

● Das Autoantennenprogramm des VEB ANTENNENWERKE BAD BLANKEN- BURG wurde um folgende Typen bereichert:

Autoaufbauantennen mit Biegestück
Teleskoplänge 1,20 m 4 teilig
Teleskoplänge 1,70 m 4 teilig
Antennenstab aus Glasfaser 1,30 m
Davon gibt es zwei Ausführungen, einmal zum Einbau von außen und innen und dann Ein- baumöglichkeit nur von außen.

Technische Merkmale:

Befestigung an beliebiger, geeigneter Karosse- riefläche möglich, geringe Einbautiefe. Ein Biegestück gestattet einfaches Biegen der An- tenne bis 90° in jede gewünschte Lage. Tele-



Rechts: Autoaufbauantennen mit Biegestück; links: Seitenantennen mit Biegestück, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

skopstäbe mit Gleitbuchse, Einzelstab mit Gummidichtung und Selbstfettung. Kabellänge etwa 1,30 m; Anschlußkapazität $< 70 \text{ pF}$

Seitenantennen mit Biegestück

Teleskoplänge 1,20 m 4teilig

Teleskoplänge 1,70 m 4teilig

Antennenstab aus Glasfaser 1,30 m

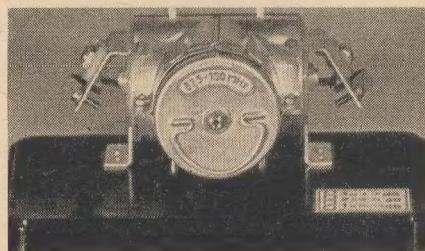
Technische Merkmale:

Einfache, schnelle Montage. Biegestück gestattet ein einfaches Biegen der Antenne bis 90° in jede gewünschte Lage. Teleskopstäbe mit Gleitbuchsen, Einzelteile mit Gummidichtung und Selbstfettung. Kabellänge etwa 1,30 m; Anschlußkapazität $< 70 \text{ pF}$.

Als weitere Neuheit ist die Antennenweiche 1185.052 zu nennen. Sie hat die Aufgabe, verschiedene Frequenzbereiche auf ein gemeinsames Kabel zu schalten, ohne daß in den einzelnen Bereichen eine Rückwirkung auftritt. Die Weiche kann sowohl am Anfang eines Kabels als auch am Ende eingeschaltet werden, sie kann dann entweder zum Zusammenschalten verschiedener Antennen auf ein gemeinsames Kabel oder aber zum Auftrennen eines Frequenzgemisches auf verschiedene Empfänger- oder Verstärkereingänge benutzt werden. Sie ist besonders zur Verwendung vor dem Gemeinschaftsantennenverstärker 1186.010-00002 des VEB Antennenwerke Bad Blankenburg vorgesehen, da dieser im Gegensatz zu den früheren Ausführungen getrennte Eingänge für die verschiedenen Frequenzbereiche aufweist.

Durch Verwendung einer besonderen Vorschaltweiche können in den einzelnen Frequenzbereichen wie L, M, K, U und TV Sperrkreise und Dämpfungsglieder eingesetzt werden, ohne daß sich unerwünschte Nebenerscheinungen in den anderen Frequenzbereichen zeigen. Infolge der hohen Sperrdämpfung und des geringen Welligkeitsfaktors wirken sich Fehlanpassungen weitaus geringer aus, als es bisher bei den relativ einfachen Eingangsschaltungen der Verstärkerstreifen der Fall war.

Neu ist auch der UKW- und Fernsehsperrkreis, der speziell in Gemeinschaftsantennenanlagen zur Ausblendung von Störsendern und in unmittelbarer Sendernähe zur Dämpfung des Ortssenders dient, um Übersteuerungen des Verstärkers zu vermeiden. Durch seine hohe Güte ist es möglich, Sperrtiefen bis zu 20 dB zu erreichen. Der Frequenzbereich ist einstellbar durch einen eingebauten UKW-Präzisionslufttrimmer. Die Sperrtiefe ist ebenfalls einstellbar. Die Bandbreite ist max.



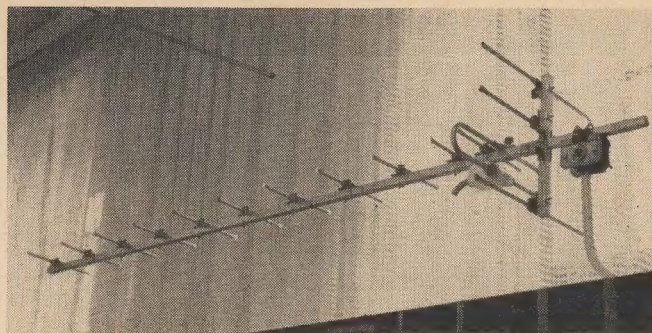
UKW- und Fernsehsperrkreis, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

3 MHz, sie ist abhängig von der eingestellten Sperrtiefe. Die Sperrkreise sind als Koaxialresonatoren aufgebaut, damit erreicht man eine hohe Kreisgüte von etwa 500 bis 600. Man kann bei mehreren Störsendern auch entsprechende Sperrkreise in Reihe schalten.

Die 15-Element-UHF-Antenne wird für den Frequenzbereich 470 bis 622 MHz (Kanal 21 bis 39) geliefert. Ihr Fußpunktwiderstand beträgt 240Ω , die Anpassung $s = U_{\text{max}}/U_{\text{min}}$ ist < 3 (bezogen auf 240Ω).

Für den Frequenzbereich von 174 bis 222 (230) MHz wurde eine 17-Element-Breitbandantenne gezeigt. Ihr Gewinn beträgt 10 bis 12,5 dB, das Vor-Rück-Verhältnis 16 bis 20 dB, Öffnungswinkel horizontal und vertikal etwa 40° bei $f = 200 \text{ MHz}$, Antennenwiderstand 300Ω .

Für Gemeinschaftsantennenanlagen, die nach



15-Element-UHF-Antenne, VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

dem Stichleitungssystem aufgebaut sind, wird eine Stichleitungsdose für den Einsatz in die üblichen Einputz- sowie Einbaukästen von IKA geliefert.

Technische Daten:

Anschluß Radio: bis 20 MHz und 87 bis 100 MHz

Anschluß TV: 40 bis 70 MHz und 170 bis 230 MHz

Durchlaßdämpfung: $b \leq 1 \text{ dB}$

Welligkeitsfaktor

der Klemmstelle: $s \leq 1,1$

Für das Stichleitungssystem wurden ferner zwei Verteilerdosen entwickelt (Zweifachverteiler und Vierfachverteiler).

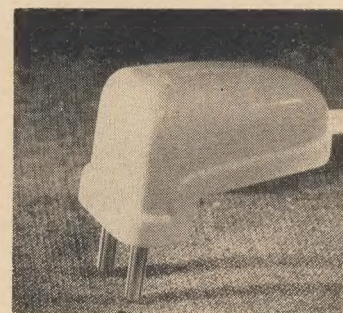
Zur Aufteilung bzw. Verzweigung der zwei Ausgangsleitungen des Antennenverstärkers stehen folgende neue Leitungsverteiler zur Verfügung:

Verteilerdose zweifach

Verteilerdose dreifach

Verteilerdose $2 \times$ zweifach

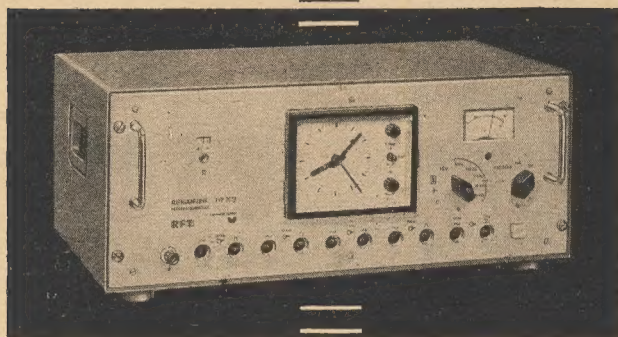
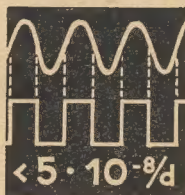
Das Antennenleitungszubehör wird ferner durch eine Anschlußdose für Horizontalverlegung ergänzt.



Impedanzwandler IW3, Firma F. G. Häberle & Co

● Die Firma F. G. HÄBERLE & CO., Burgstädt, zeigte bereits zur Frühjahrsmesse eine Reihe neuer Bauteile für ein neues Installationssystem der Gemeinschaftsantennenanlagen, die sog. Horizontalinstallation. Dafür wurden nun mehrere schon längere Zeit in Serie gefertigte Bauteile elektrisch und mechanisch verbessert. Als Besonderheit ist der in seiner Ausführung auffallend kleine und formschöne Impedanzwandler IW 3 (Transformation von 60 auf 240Ω oder umgekehrt) zu nennen, der bisher für die Bänder I bis III gefertigt wurde und nun für VHF und UHF eingesetzt werden kann.

klein- quarz- uhr



typ
2019

Durch temperaturstabilisierten transistorbestückten Quarzoszillator Anwendung als Frequenznormal, zur Uhrenkontrolle, Steuerung von Zeitwaagen oder zur Frequenzkontrolle.

Sinusförmige Ausgangsfrequenzen:
100/10/1 kHz, 100 Hz, 50 Hz

Positive Ausgangsimpulse:
100/10/1 kHz, 100 Hz, 1 Hz

Als Sonderausführung mit Sternzeit
Masse: 16 kg

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47/G2



Das in Kürze erscheinende

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Fernsehtechnik • Fernsehelektronik

Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch

enthält mit etwa 3500 Wortstellen in jeder Sprache auch viele neugeprägte technische Fachausdrücke, denen der Interessent in Fachbüchern, -zeitschriften, Katalogen, Betriebsanleitungen, Prospekten usw. ständig begegnet.

Zusammengestellt von Dr.-Ing. Peter Neidhardt.
340 Seiten, Kunstleder 36,— MDN.
Gemeinschaftsausgabe mit Pergamon Press, Oxford.

Sonderprospekt steht zur Verfügung

VEB VERLAG TECHNIK • BERLIN C2

Tonbänder

(Musik- und Leerbänder)
Typ C und CR, neuwertig, 50% des Neupreises, zu verkaufen.

Zuschriften unter KRF 949
D E W A G - W E R B U N G
Berlin N 54

HF-Ingenieur

erfahren im FS-Service,
sucht neuen Wirkungskreis mit interessanter Tätigkeit.

Angebote unter 42682
Dewag Gera

Induktivitäts-Meßgerät

von 0,2 μ H \rightarrow 21 mH,
300,— MDN

Funktechnik komplett

Jhrg. 1954, 55, 59, 60, 61, 62
à 10,— MDN, zu verkauf.

Ursula Huth, Eggesin/Meckl.
Karl-Marx-Straße 24

PGH

„FUNKTECHNIK“
Dresden N 6, Obergraben 6
Fernruf: 53074

Lautsprecher-

Reparaturen

aufmagnetisieren — spritzen
sauber — schnell — preiswert

Mechanische Werkstatt
Alfred Pötz, Arnstadt/Thür.
Friedrichstr. 2, Telefon 2673

Lautsprecher-

Spezialwerkstatt

Reparaturen aller
Fabrikate und Typen
bis 40 W

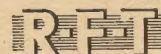


VEB MESSELEKTRONIK BERLIN

BERLIN O 112, NEUE BAHNHOFSTRASSE 9-10

liefert elektronische Meßgeräte für Nieder-, Hoch- und Höchst-Frequenztechnik.

Bewährte Spezialisten stehen zu Ihrer Beratung bereit.



Aus unserem Produktions- und Lieferprogramm

Zeitbausteine und Zubehörgeräte

Transistor-Relaisbausteine

Magnetverstärkerdrosseln

Transistor-Einheiten

Magnet-Mikroschalter

Pendelblinker

VEB wetron WEIDA

Weida/Thür., Geraer Straße 36

Telefon 468 • Telex 058208 • Telegramme Wetron Weida



Der Betrieb ist dem Warenzeichenverband

Regelungstechnik e. V. Berlin angeschlossen



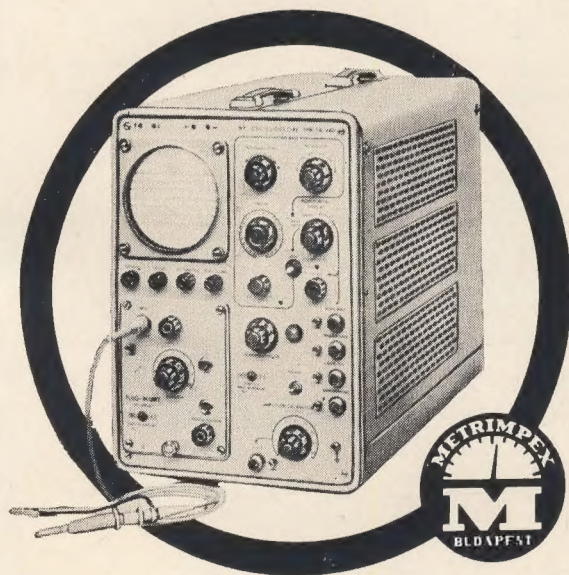
MINIATUR-TASTENSCHALTER

FÜR DIE HF- UND NF-TECHNIK
• SECHSKONTAKTIGE TASTEN •
AUCH MIT LEUCHTTASTEN

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN,
DRAHTWIDERSTÄNDE • CREUZBURG/WERRA THUR.

Hochfrequenzoszilloskop für Laboratorien 0-30 MHz / Type TR-4401



EXPORTIERT: **METRIMPEX**

UNGARISCHES AUSSENHANDELSUNTERNEHMEN FÜR DIE ERZEUGNISSE DER INSTRUMENTENINDUSTRIE
BRIEFANSCHRIFT: BUDAPEST 62 • POSTFACH 202 • UNGARN – DRAHTANSCHRIFT: INSTRUMENT BUDAPEST

Ein modernes Hochleistungszosilloskop, das zur Ergänzung aller Laborsprüche dient und mit auswechselbaren vertikalen Vorverstärkereinheiten versehen ist. Seine besonderen Vorteile sind:

- im weiten Bereich einstellbare, eichbare Horizontalablenkung,
- die Verzögerungskunsteitung und der auslösbare Zeitablenk-generator ermöglichen auch die Prüfung periodischer Signale,
- eingebauter Spannungseichkreis.

Technische Angaben

Mit Breitband-Vorverstärkereinheit von 0-30 MHz

Y-Verstärker

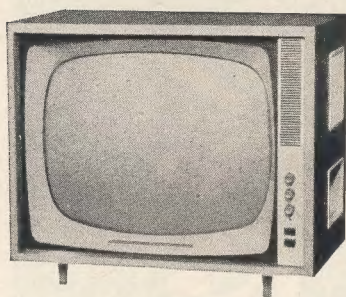
Frequenzbereich 0-30 MHz
Empfindlichkeit 0,05 V/cm - 20 V/cm
Anstiegszeit 12 µsec

X-Verstärker

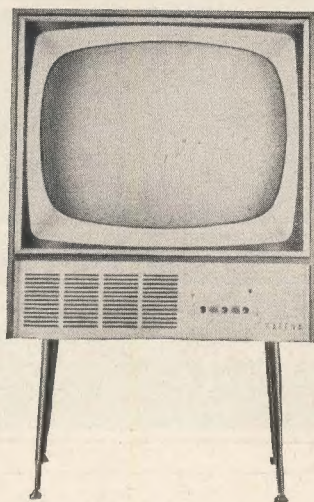
Frequenzbereich 0-250 kHz
Empfindlichkeit 0,2 V/cm - 20 V/cm

Ablenkgenerator

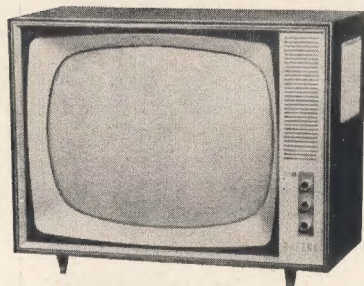
fortlaufende Ablenkung 12 sec/cm - 0,02 µsec/cm
geeichte Ablenkung 5 sec/cm - 0,1 µsec/cm
Genauigkeit der Ablenkungsgeschwindigkeit ± 3 %
Lupe fünfmal
Eichspannung 0,2 mV Sp-Sp - 100 V Sp-Sp
Präzision ± 3 %



STADION 2



TURNIER 116



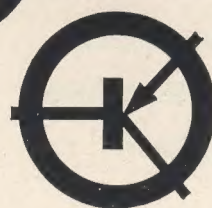
TURNIER 16

RAFENA

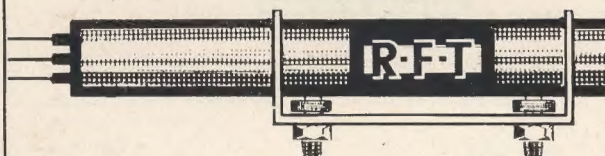
R.F.T.

Rafena-Fernsehgeräte in Großserien von technisch-qualifizierten Mitarbeitern und namhaften Fachkräften für Formgestaltung geschaffen, entsprechen dem neuesten Stand der Technik und werden höchsten Ansprüchen gerecht

VEB RAFENA WERKE RADEBERG



FILTER



Sowohl in Röhrenschaltungen als auch in Verbindung mit Transistoren können unsere

Magnetomechanischen Zweiseitenbandfilter

eingesetzt werden.

Dabei wird die gesamte Selektion in einer Verstärkerstufe wirksam, so daß weitere Verstärkerstufen aperiodisch ausgelegt werden können.

Infolge der großen Schwinggüte mechanischer Resonatoren werden mit diesem Bauelement besonders günstige Selektionseigenschaften erreicht, wodurch eine Vielzahl von Empfängern unabhängig voneinander betrieben werden können.

Unsere Filter zeichnen sich durch kleines Volumen, hohe mechanische Festigkeit und geringe Temperaturabhängigkeit der Kenndaten aus.

Fordern Sie bitte unsere ausführliche Druckschrift K 002/64



WBN TELTOW

Potsdamer Straße 117/119 – Werbeabteilung